J. NIARD Y. RENOUX

MESURES ÉLECTRONIQUES

COURS D'ÉLECTRICITÉ

Terminales F_2

COLLECTION J. NIARD

MASSON ET CIE

J. Niard
Ancien élève de l'E.N.S.E.T.
Professeur au lycée Technique de Champagne-sur-Seine

Y. Renoux
Ancien élève de l'E.N.S.E.T.
Professeur au lycée Technique de Champigny-sur-Marne

Collection J. Niard
Cours d'Électricité

mesures électroniques

Terminales F_2

Masson et Cie
120, boulevard Saint-Germain, Paris-6e

Tous droits de traduction, d'adaptation et de reproduction par tous procédés, réservés pour tous pays.

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées, à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal.

© MASSON et Cie, Paris, 1972

Imprimé en France

Avertissement

Dans les classes préparant au baccalauréat de technicien, les mesures constituent un enseignement fondamental, au même titre que le cours théorique dont elles ne peuvent être dissociées.

Quand les élèves arrivent dans la salle de mesures, il est indispensable qu'ils sachent ce que l'on attend d'eux : il leur faut donc connaître et le cours correspondant et son application à la mesure envisagée.

La préparation d'une mesure, lorsqu'elle est effectuée par le professeur au début de la séance, ampute sérieusement la durée de celle-ci. C'est pour éviter, au moins partiellement, cette amputation que nous avons écrit ce livre. L'élève y trouvera le principe de la mesure (bref rappel du cours), les divers schémas de montages à réaliser et la manière d'opérer.

Le programme de TF2 est traité en 25 chapitres comportant 23 mesures. Trois de ces mesures portent sur les machines électriques, la notation classique U (sans indice) a été conservée pour les valeurs efficaces. Par contre, dans les vingt chapitres d'électronique, nous avons repris la notation du cours « Electronique TF2 » soit u_{eff} pour éviter toute confusion entre les valeurs continues et les valeurs efficaces relatives au transistor.

Nous souhaitons que ce livre atteigne son but : alléger la préparation orale des mesures et permettre au professeur de consacrer tout son temps à l'exécution de celles-ci.

Les auteurs.

Cours d'Electricité

par J. NIARD

Classes de 1re F_1, F_2, F_3:

Lois générales — Courant continu

Un volume 370 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Lois générales — Courant alternatif

Un volume 156 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Électronique

Classes de 1re F_2 et F_3:

Un volume 240 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Classe de TF_1:

Un volume 220 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Classe de TF_2:

Un volume 332 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Classe de TF_3:

Un volume 262 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Machines Électriques

Classes de TF_1 et TF_3:

Un volume 338 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Classe de TF_2:

Un volume 180 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Circuits électriques
Étude par les nombres complexes

Classes de TF_2 et TF_3:

Un volume 192 pages, avec figures et exercices; cartonné.

Mesures électriques

Classes de 1re F_2 et 1re F_3

Un volume 208 pages, avec figures et exercices; broché.

Table des matières

		Pages
1	Le matériel de mesure	1
2	Ponts d'impédances	7
3	Condensateurs en audiofréquences *(Mesure n° 1)*	12
4	Bobines en audiofréquences *(Mesure n° 2)*	18
5	Première utilisation du Q-mètre *(Mesure n° 3)*	24
6	Condensateurs réels en radiofréquences *(Mesure n° 4)*	31
7	Bobines en radiofréquences *(Mesure n° 5)*	37
8	Quadripôles linéaires purement résistifs *(Mesure n° 6)*	45
9	Circuits couplés par inductance mutuelle *(Mesure n° 7)*	53
10	Transformateur monophasé (à 50 Hertz) *(Mesure n° 8)*	58
11	Génératrice à courant continu *(Mesure n° 9)*	67
12	Moteur à courant continu avec excitation shunt *(Mesure n° 10)*	77
13	Principes généraux des mesures sur les amplificateurs	85
14	Paramètres hybrides d'un transistor monté en émetteur commun *(Mesures nos 11 et 12)*	98
15	Amplificateur à transistor monté en émetteur commun *(Mesure n° 13)*	107
16	Amplificateur à transistor monté en base commune *(Mesure n° 14)*	114
17	Amplificateur à transistor monté en collecteur commun *(Mesure n° 15)*	118
18	Étage amplificateur avec résistance d'émetteur non découplée *(Mesure n° 16)*	122
19	Amplificateur à charge répartie *(Mesure n° 17)*	125
20	Amplificateur de puissance en classe A *(Mesure n° 18)*	129
21	Amplificateur de puissance en classe B *(Mesure n° 19)*	135
22	Amplificateur sélectif *(Mesure n° 20)*	140
23	Amplificateur à contre réaction *(Mesure n° 21)*	144
24	Oscillateur à réseau déphaseur *(Mesure n° 22)*	149
25	Mesures sur un signal modulé en amplitude *(Mesure n° 23)*	153
	Note complémentaire.	159

Notations

Pour les chapitres d'électronique les notations adoptées sont les mêmes que dans l'ouvrage « Électronique TF_2 », en particulier les valeurs efficaces sont notées, par exemple, i_{Ceff} pour éviter toute confusion avec le courant continu de polarisation I_C.

Par contre pour le chapitre traitant du transformateur aucun risque de confusion n'est à craindre et les lettres U, I désignent à nouveau les valeurs efficaces.

Nous reproduisons ci-dessous le tableau des notations pour l'électronique.

GRANDEURS	COURANT BASE	COURANT COLLECTEUR	COURANT ÉMETTEUR	TENSION COLL-BASE	TENSION BASE - ÉMET.	TENSION COLL-ÉMET.	F.E.M. DE GÉNÉRAT.
Valeur instantanée	i_B	i_C	i_E	v_{CB}	v_{BE}	v_{CE}	e_G
Valeur efficace	i_{Beff}	i_{Ceff}	i_{Eeff}	v_{CBeff}	v_{BEeff}	v_{CEeff}	e_{Geff}
Valeur de crête	i_{Bm}	i_{Cm}	i_{Em}	v_{CBm}	v_{BEm}	v_{CEm}	e_{Gm}
Valeur complexe	$\underline{I}_B$	$\underline{I}_C$	$\underline{I}_E$	$\underline{V}_{CB}$	$\underline{V}_{BE}$	$\underline{V}_{CE}$	$\underline{E}_G$
Valeur continue	I_B	I_C	I_E	V_{CB}	V_{BE}	V_{CE}	
Valeur continue au point de repos	I_{Bo}	I_{Co}	I_{Eo}	V_{CBo}	V_{BEo}	V_{CEo}	

REMARQUES. — Nous désignons par I_{CEO} le courant résiduel à base ouverte, et par I_{CBO} le courant résiduel à émetteur ouvert.

1

LE MATÉRIEL DE MESURE

1. Introduction.

La mesure électronique utilise souvent un matériel avec lequel les élèves sont peu familiarisés. Ce matériel s'ajoute à celui qui a été étudié et utilisé en classe de Première. Mais si le principe de fonctionnement d'un voltmètre magnétoélectrique est relativement simple, celui d'un voltmètre électronique (par exemple) l'est beaucoup moins.
Il n'est donc pas question, ici, d'étudier le principe et la constitution des appareils, mais simplement d'indiquer leurs caractéristiques essentielles, leurs performances et leur emploi.

2. Impédances.

1° Résistances.

a) Résistances bobinées : ces résistances (fil de manganin) sont réservées à une utilisation en très basse fréquence. Le fil est bobiné de telle sorte que l'inductance des spires et la capacité répartie entre les spires soient les plus petites possible.
La valeur de ces résistances est donnée pour une utilisation en courant continu. En alternatif, leur réactance n'est plus négligeable devant leur résistance au delà de 1 000 ou 2 000 hertz. Certaines boîtes de résistances bobinées sont cependant garanties jusqu'à 20 kHz.

A la fabrication, ces résistances peuvent être ajustées à des valeurs très précises et sont alors employées en tant que résistances étalonnées : par exemple résistances Assopréci A.O.I.P. de tolérance 0,2 ou 1 %.

b) Résistances agglomérées et à couche de carbone : ce sont des résistances pures, donc dépourvues de réactance, et de petites dimensions (quelques mm). Leur valeur est indiquée au moyen de cercles de couleurs peints sur chaque résistance (fig. 1-01).

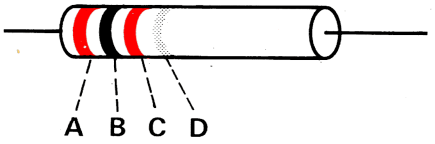


FIG. 1.01. — *Résistance de 20.10^2 (= 2 kΩ) à 10%.*

Le premier cercle (A) donne le premier chiffre significatif; le deuxième cercle (B) donne le deuxième chiffre significatif; le troisième cercle (C) donne le facteur multiplicateur et le quatrième cercle (D) indique la tolérance admise par construction.

Le code international des couleurs reproduit page 2 donne les valeurs correspondant à chaque couleur.

Couleurs	A	B	C	D
brun	1	1	10	1 %
rouge	2	2	10^2	2 %
orange	3	3	10^3	
jaune	4	4	10^4	
vert	5	5	10^5	
bleu	6	6	10^6	
violet	7	7	10^7	
gris	8	8	10^8	
blanc	9	9	10^9	
noir		0	1	
or			10^{-1}	5 %
argent			10^{-2}	10 %
aucune couleur				20 %

Exemples : 1. Quatre cercles « jaune-violet-orange-argent » se lit : $47.10^3\Omega$ à 10 %.
2. Trois cercles, « rouge-rouge-rouge » se lit : 2 200 Ω à 20 %.
3. Figure 1-01 : 2 000 Ω à 10 %.
Les valeurs de ces résistances sont standardisées [1].

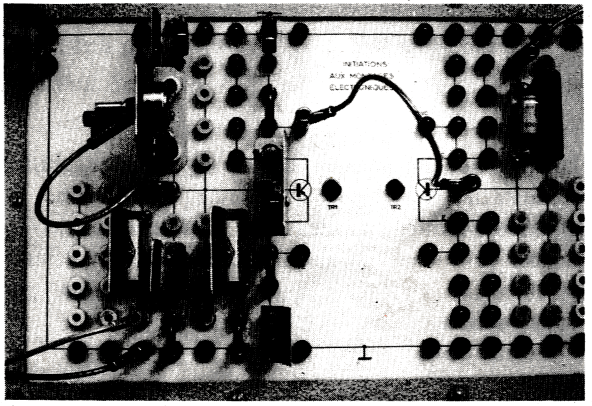


Fig. 1.02. — *Montage sur platine.*

2° Condensateurs. — Les principaux condensateurs utilisés sont :

a) les condensateurs céramiques, de capacité très faible : de quelques picofarads à quelques nanofarads;

b) les condensateurs au papier ou au mica (1 nF à 1 µF);

c) les condensateurs électrolytiques qui sont polarisés et une de leurs électrodes doit toujours être à un potentiel plus élevé que l'autre; leurs valeurs s'étagent de 1 à 10 000 µF;

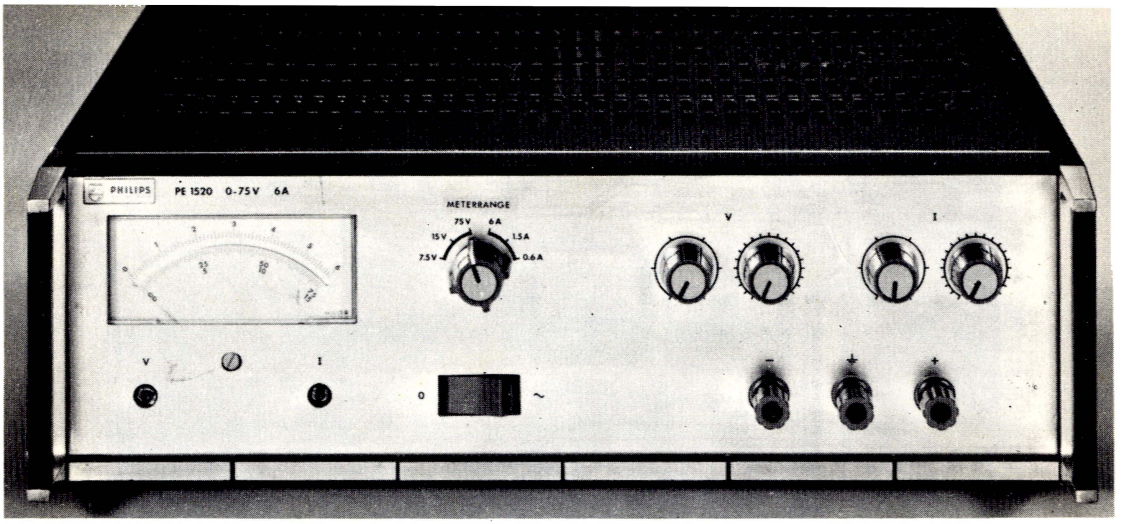
d) les condensateurs variables à air.

3° Inductances. — Les inductances couramment employées en électronique sont de volume réduit et de valeurs faibles (quelques dizaines de microhenrys à quelques dizaines de millihenrys).

3. Supports de montages.

Les montages d'électronique sont parfois influencés par des inductions parasites dans les conducteurs formant boucle. De plus, de mauvais contacts sont fréquemment à l'origine de pannes. Des **supports** spéciaux (ou **platines**) doivent donc être utilisés (fig. 1.02). Ils réalisent des connexions franches entre diverses bornes où sont enfichés les éléments du montage. Des barettes ou des cavaliers remplacent la plupart des conducteurs de liaison. Les seuls conducteurs à utiliser sont ceux qui alimentent le montage et ceux qui conduisent aux appareils de mesures.

1. Niard. — Mesures électriques, 1re F_2 et F_3, chap. 4. Masson et Cie, édit.



(Photo Philips.)

FIG. 1.03. — *Alimentation stabilisée.*

4. Générateurs.

1° Alimentations stabilisées. — Ce sont des générateurs de tension continue (fig. 1.03). Ils fournissent une tension continue réglable entre 0 et 15 V ou davantage. Leur résistance interne est très faible (0,1 à 0,01 Ω). Ils sont en général protégés contre les risques de court-circuit par un fusible ou un disjoncteur.

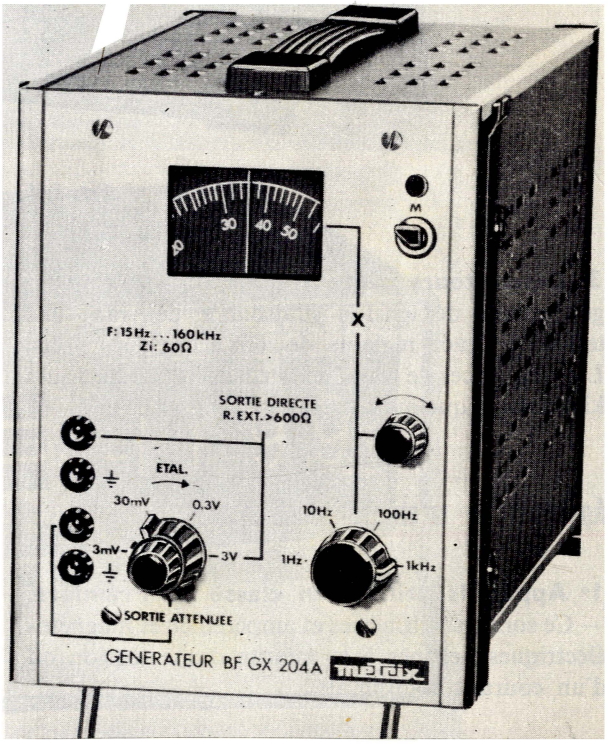
2° Générateurs basse fréquence. — Ils fournissent une tension sinusoïdale (ou plus généralement alternative : tension carrée, tension en dents de scie...) d'amplitude et de fréquence réglables (fig. 1.04).

Leurs principales caractéristiques sont :

valeur efficace de la tension délivrée : 0 à 10 V;

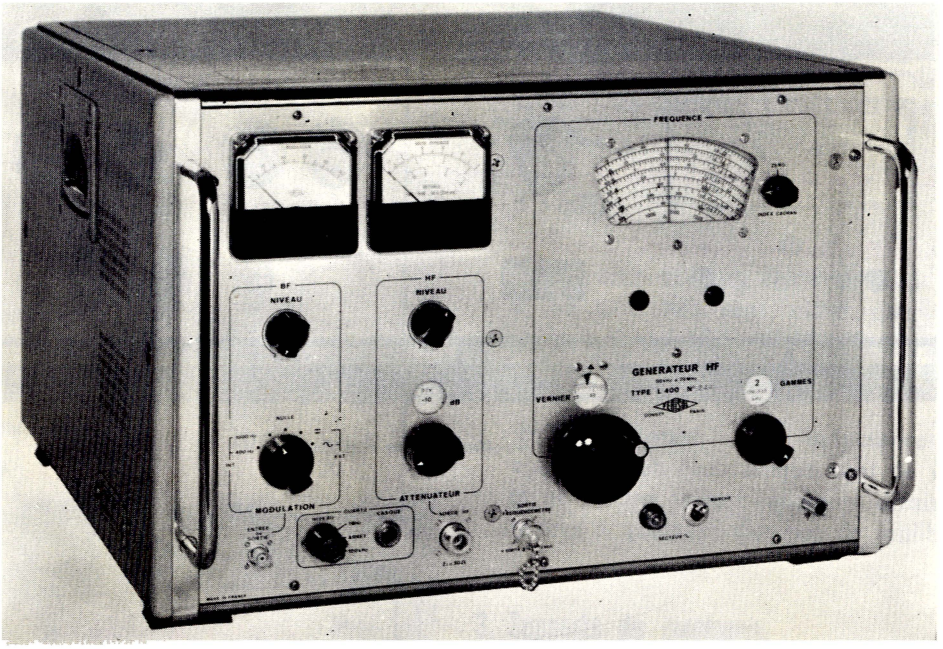
fréquences de fonctionnement : 15 Hz à 100 kHz (et plus);

impédance interne : 2,5 Ω à 5 kΩ.



(Photo Métrix.)

FIG. 1.04. — *Générateur B.F.*



(Photo Férisol.)

FIG. 1.05. — *Générateur H.F.*

3° Générateurs haute fréquence. — Ce sont des générateurs de tension sinusoïdale délivrant une tension efficace réglable de zéro à quelques volts. Les fréquences de fonctionnement vont de quelques kilohertz à quelques mégahertz (fig. 1.05).

5. Appareils de mesures.

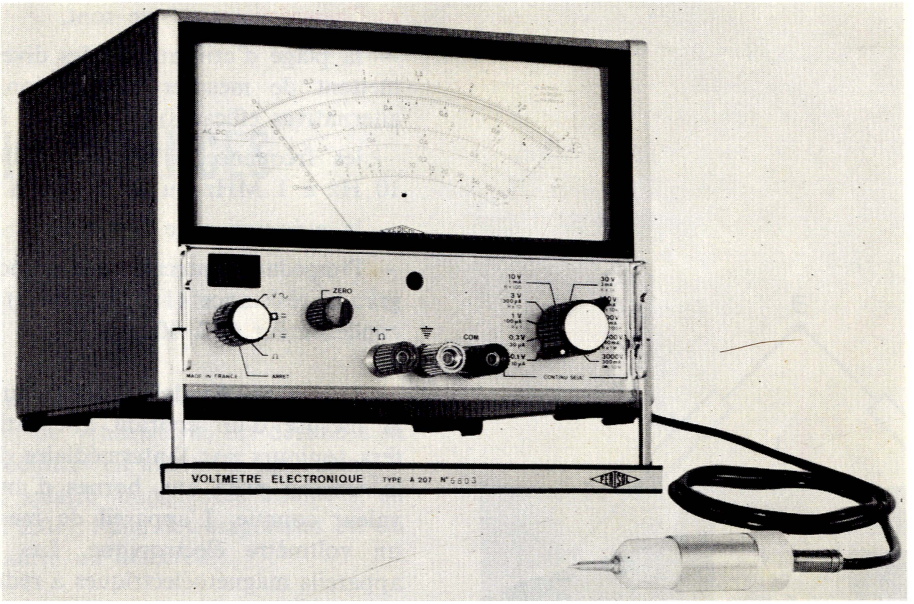
1° Appareils utilisés en classe de Première. — Ce sont les voltmètres et ampèremètres magnéto-électriques destinés à la mesure d'une tension ou d'un courant continu [1].

1. NIARD. — Mesures électriques, 1re F_2 et F_3, chap. 4. Masson et Cie, édit.

2° Voltmètres électroniques.

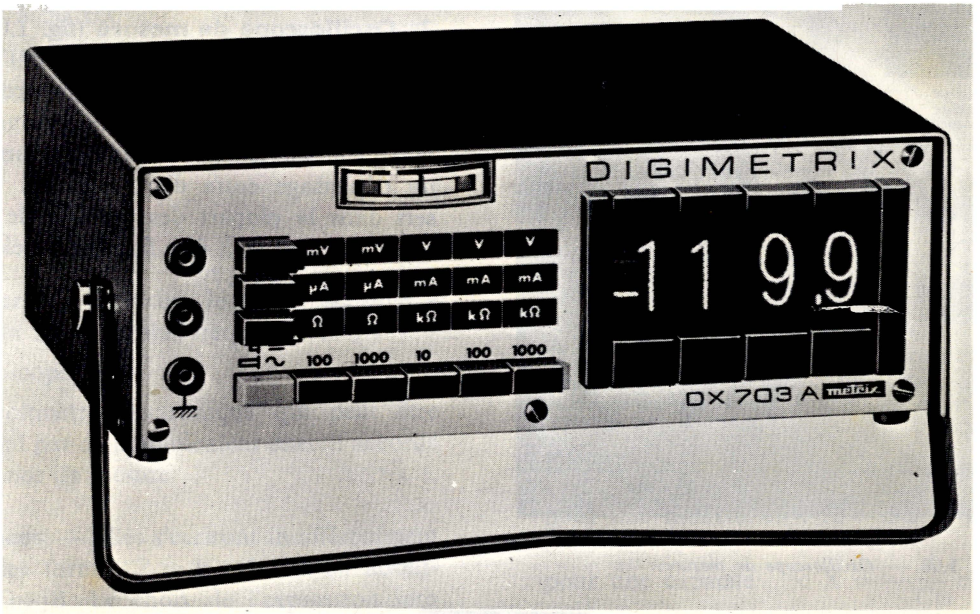
a) Utilisation : ils mesurent des tensions continues ou alternatives. Leur impédance interne est toujours très élevée. En alternatif, ils mesurent la valeur moyenne de la tension appliquée redressée, mais le voltmètre de lecture est étalonné en valeurs efficaces d'une tension sinusoïdale sans distorsion (fig. 1.06). Pour mesurer la valeur efficace d'une tension alternative non sinusoïdale, il faut disposer d'un voltmètre « efficace » [1].
Des lectures directes sont obtenues grâce aux voltmètres numériques ou à affichage (fig. 1.07).

1. L'appellation anglo-saxonne des voltmètres efficaces est : voltmètres R.M.S. (root mean square).



(Photo Férisol.)

FIG. 1.06. — *Voltmètre électronique.*



(Photo Métrix.)

FIG. 1.07. — *Voltmètre numérique.*

b) Caractéristiques : ce sont,

— la plage d'utilisation : les divers modèles permettent de mesurer des tensions continues (et alternatives efficaces) de 0,1 mV à 3 000 V;

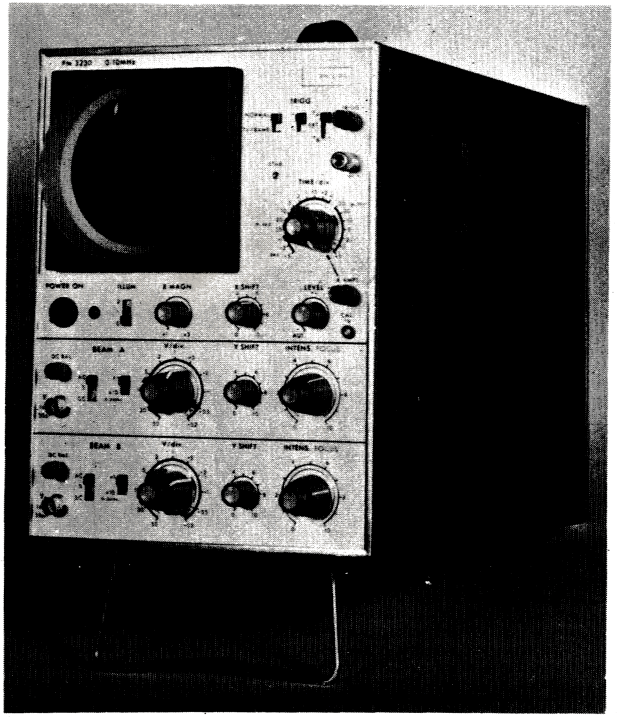
— les fréquences d'emploi : elles s'étagent de 10 Hz à 1 MHz ou de 10 Hz à 20 MHz;

— la précision : de 3 à 5 %;

— l'impédance interne : elle est équivalente à une grande résistance (1 à 100 MΩ) shuntée par un condensateur (1 à 40 pF).

Remarque. — Au delà d'une fréquence de 400 Hz, la mesure d'un courant alternatif sinusoïdal se fera toujours par l'intermédiaire de la mesure de la tension prise aux bornes d'une résistance de valeur connue. L'appareil de mesure utilisé sera un voltmètre électronique. Les indications des appareils magnétoélectriques à redresseurs ne sont en effet pas toujours valables au delà de cette fréquence.

3° Oscilloscope de mesure (fig. 1.08). — L'oscilloscope de mesure est aujourd'hui l'outil de base de l'électronicien. Il permet de mesurer rapidement et avec précision une tension continue, une valeur maximale de tension alternative, une fréquence, un déphasage entre deux tensions. Cet appareil sert dans la plupart des mesures de cet ouvrage et son emploi doit être familier à l'élève (Mesures électriques chap. 17).



(Photo Philips.)

Fig. 1.08. — *Oscilloscope de mesures.*

2

PONTS D'IMPÉDANCES

1. Généralités.

1° Constitution. — Le pont d'impédances, semblable à un pont de Wheatstone, est destiné à la mesure des impédances en alternatif sinusoïdal. Il comporte donc quatre impédances montées en « losange » (fig. 2.01), l'une des diagonales est un générateur et l'autre un détecteur.

2° Générateur. — Selon les mesures à effectuer, il est possible d'utiliser :

a) le secteur à 50 Hz,

b) un générateur basse fréquence,

c) un générateur haute fréquence.

Précisons qu'il est indispensable de mesurer une impédance à la fréquence à laquelle elle sera ultérieurement utilisée ou à une fréquence « moyenne » en cas d'usage dans une bande de fréquences.

3° Détecteur. — C'est un récepteur sensible à l'alternatif, on utilise le plus fréquemment :

a) un oscilloscope,

b) un millivoltmètre électronique qui peut être couplé au pont par un amplificateur sélectif accordé sur la fréquence de mesure.

4° Impédances. — Elles s'écriront indifféremment sous l'une des formes $\underline{Z} = R + jX$ ou en admittance $\underline{Y} = G + jB$. Le choix de l'expression sera

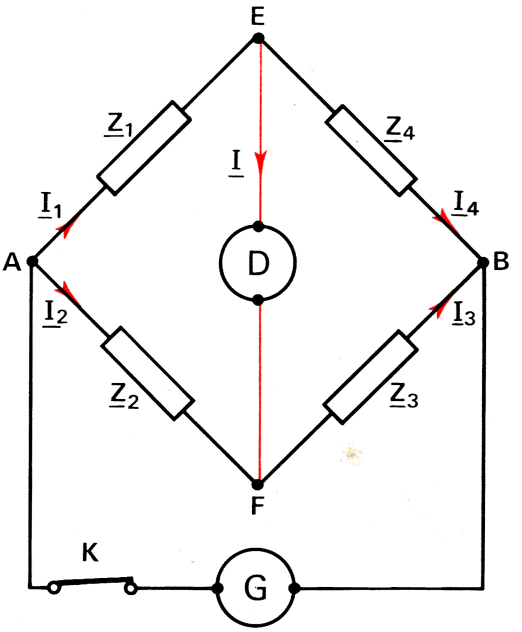


FIG. 2.01. — *Pont d'impédances.*

déterminé dans chaque cas par la nécessité qu'il y a à exprimer les résultats de la manière la plus simple possible.

Rappelons que X et B sont algébriques :

pour une inductance : $X = L\omega$ et $B = -\dfrac{1}{L\omega}$

pour une capacité : $X = -\dfrac{1}{C\omega}$ et $B = C\omega$

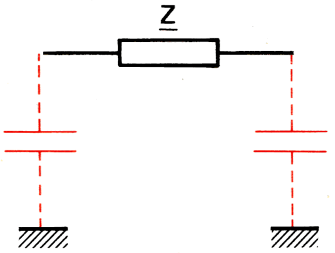
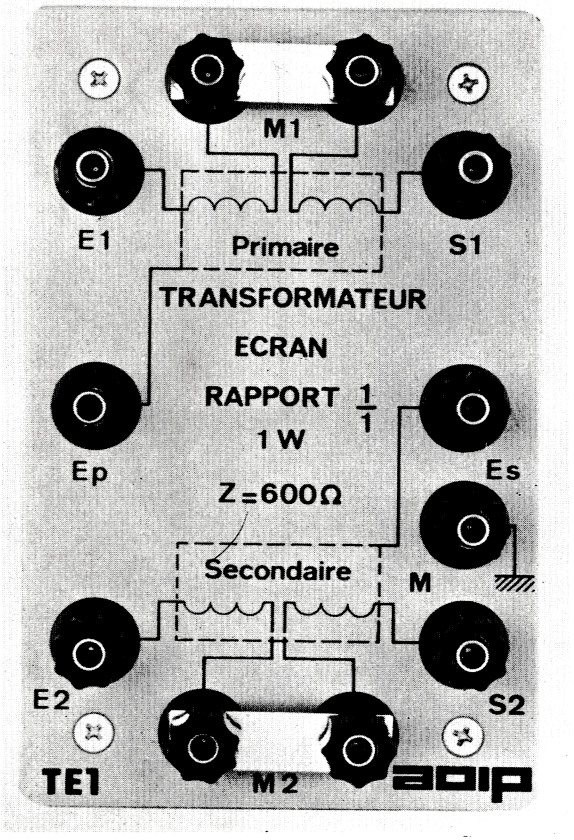


FIG. 2.02. — *Capacités parasites entre une impédance et la terre.*



(Photo A.O.I.P.)

FIG. 2.03. — *Transformateur à écrans électrostatiques.*

2. Réalisation pratique.

1° Impédances parasites. — Des impédances parasites interviennent dans l'équilibre du pont. Elles sont de nature capacitive et inductive et jouent un rôle de plus en plus grand quand la fréquence de travail augmente. Il faut donc les diminuer le plus possible.
Nous supposons que les résistances de fuite sont toujours suffisamment grandes pour que les pertubations qu'elles créent soient négligeables.

2° Capacités parasites. — Une impédance placée à un certain potentiel (positif ou négatif) par rapport à la terre présente avec celle-ci des capacités mises en évidence sur la figure 2.02. Ces capacités se réduisent considérablement en enfermant les impédances dans des **écrans électrostatiques** (feuilles métalliques), reliés à la terre.
Le générateur et le détecteur présentent aussi des capacités par rapport à la terre. Chacun d'eux sera relié au pont par l'intermédiaire d'un **transformateur à écrans électrostatiques T.E.** (fig. 2.03). Le primaire et le secondaire de ce transformateur sont enfermés dans des écrans électrostatiques indépendants et qui doivent être reliés au sol. Ainsi les capacités parasites générateur-terre et détecteur-terre sont remplacées par une capacité primaire-secondaire du transformateur de l'ordre de 0,5 pF.

REMARQUE. — En très basse fréquence (800 Hz par exemple) les capacités parasites présentées par les impédances du pont sont négligeables et l'emploi d'écrans est superflu. Il ne l'est plus au delà de quelques kilohertz.

3° Inductances parasites. — Elles sont de deux types :

a) Inductance mutuelle entre deux branches du pont trop proches l'une de l'autre.

b) Inductance des « boucles » constituées par les mailles du pont (fig. 2.01).

Les effets de ces inductances peuvent être réduits en éloignant les éléments les uns des autres (30 à 50 cm) et en torsadant les conducteurs des diagonales du pont (ou en utilisant du câble coaxial).

4° Montage pratique. — Il tient compte des remarques énoncées ci-dessus (fig. 2.04). De plus, la masse des appareils alimentés par le secteur est reliée à la terre.

3. Équations d'équilibre.

Le pont est dit en équilibre lorsque le courant $\underline{I}$ dans la branche EF est nul ou (ce qui est équivalent) quand la différence de potentiel entre E et F est nulle (fig. 2.01). Ces conditions entraînent :

$$\begin{cases} \underline{I} = 0 \Rightarrow & \underline{I}_1 = \underline{I}_4 \quad \text{et} \quad \underline{I}_2 = \underline{I}_3 \\ \underline{V}_E - \underline{V}_F = 0 \Rightarrow & \underline{Z}_1\underline{I}_1 = \underline{Z}_2\underline{I}_2 \text{ et } \underline{Z}_4\underline{I}_4 = \underline{Z}_3\underline{I}_3 \end{cases}$$

soit compte tenu de l'égalité des courants :

$$\underline{Z}_1\underline{I}_1 = \underline{Z}_2\underline{I}_2 \quad \text{et} \quad \underline{Z}_4\underline{I}_1 = \underline{Z}_3\underline{I}_2$$

en divisant membre à membre les deux égalités :

$$\frac{\underline{Z}_1\underline{I}_1}{\underline{Z}_4\underline{I}_1} = \frac{\underline{Z}_2\underline{I}_2}{\underline{Z}_3\underline{I}_2} \Rightarrow \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_4} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_3} \quad \text{ou}$$

$$\boxed{\underline{Z}_1\underline{Z}_3 = \underline{Z}_2\underline{Z}_4} \qquad (1)$$

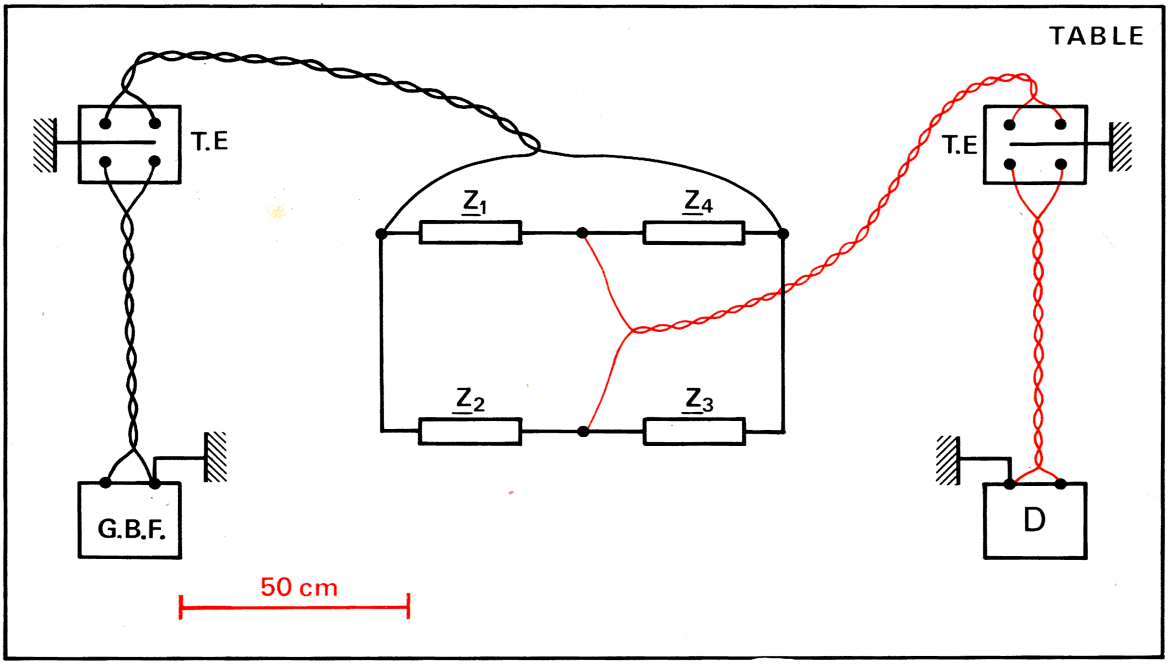


FIG. 2.04. — *Réalisation pratique des ponts d'impédances.*

Chaque fois qu'une impédance sera formée d'éléments en parallèle, il y aura intérêt à exprimer son admittance, la relation (1) pourra prendre la forme :

$$\underline{Y}_1\underline{Y}_3 = \underline{Y}_2\underline{Y}_4 \qquad (2)$$

ou l'une quelconque des formes obtenues en remplaçant dans (1) une impédance par l'inverse de l'admittance, par exemple :

a) $\dfrac{1}{\underline{Y}_1}\underline{Z}_3 = \underline{Z}_2\underline{Z}_4$ soit $\underline{Z}_3 = \underline{Z}_2\underline{Z}_4\underline{Y}_1$

b) $\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Y}_3} = \dfrac{\underline{Z}_4}{\underline{Y}_2}$ soit $\underline{Z}_1\underline{Y}_2 = \underline{Z}_4\underline{Y}_3$

A l'une de ces égalités entre nombres complexes correspond **deux égalités entre nombres réels,** soit un système de deux équations permettant de déterminer les deux inconnues R et X de l'impédance à mesurer. Nous placerons systématiquement l'impédance inconnue en 4.
La relation 1 s'écrit :

$$(R_1+jX_1)\ (R_3+jX_3) = (R_2+jX_2)\ (R_4+jX_4)$$

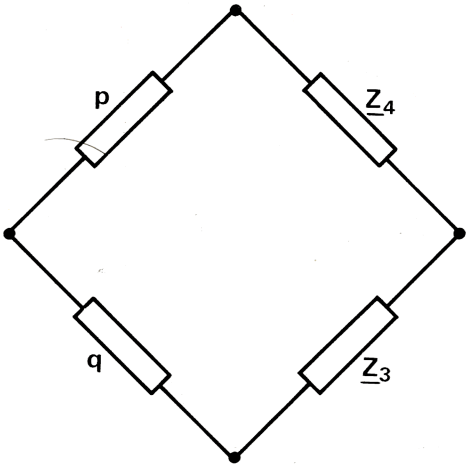


FIG. 2.05. — *Pont en p/q.*

Développons et remplaçons j^2 par -1 :

$$R_1R_3-X_1X_3+j(X_1R_3+R_1X_3) = R_2R_4-X_2X_4 +j(X_2R_4+R_2X_4)$$

nous en tirons les deux relations :

$$(I)\ \begin{cases} R_1R_3-X_1X_3 = R_2R_4-X_2X_4 \\ X_1R_3+R_1X_3 = X_2R_4+R_2X_4 \end{cases}$$

Nous pouvons en déduire les deux inconnues R_4 et X_4 mais le calcul est lourd et sans intérêt car les ponts réellement utilisés comportent presque toujours deux impédances purement résistantes et les expressions ci-dessus en sont simplifiées.

4. Types de ponts utilisés.

1° A de rares exceptions près, deux des impédances sont des résistances pures que nous désignerons par *p* et *q* (des lettres minuscules pour éviter toute confusion avec le facteur de qualité Q).

2° Ponts dits en *p* sur *q*. — Les résistances *p* et *q* sont adjacentes et constantes, nous retrouvons donc la « tête de pont » du pont de Wheatstone. Plaçons *p* et *q* en 1 et 2 (fig. 2.05), l'inconnue en 4 et l'impédance réglable en 3.
Nous avons dans ce cas :

$$R_1 = p \qquad R_2 = q \qquad X_1 = X_2 = 0$$

et le système (I) devient :

$$pR_3 = qR_4 \quad \text{et} \quad pX_3 = qX_4$$

le calcul des inconnues R_4 et X_4 est immédiat. Notons que la deuxième égalité ne peut être satisfaite que si X_3 et X_4 sont de même signe : **dans**

les ponts en *p* sur *q* l'impédance de la branche mesure (3) et l'impédance inconnue doivent être de même nature (toutes deux capacitives ou toutes deux inductives).

3° Ponts en *pq*. — Les résistances p et q sont dans des branches opposées, en 1 et 3 par exemple (fig. 2.06). Nous avons donc :

$$R_1 = p \qquad R_3 = q \qquad X_1 = X_3 = 0$$

et le système (I) devient :

$$pq = R_2R_4 - X_2X_4 \quad \text{et} \quad 0 = X_2R_4 + R_2X_4$$

d'où nous pouvons extraire R_4 et X_4.
Notons que la deuxième égalité ne peut être satisfaite que si X_2 et X_4 sont de signes contraires : **dans les ponts en *pq* l'impédance de la branche mesure (3) et l'impédance inconnue doivent être de natures différentes** (l'une inductive et l'autre capacitive).

5. Applications.

1° Mesure d'impédances capacitives. — Les ponts en p sur q (fig. 2.05) permettent de mesurer les paramètres d'une impédance capacitive $\underline{Z}_4$, si $\underline{Z}_3$ est une impédance capacitive étalonnée réglable. Ce sont les **ponts de Sauty série et parallèle.**

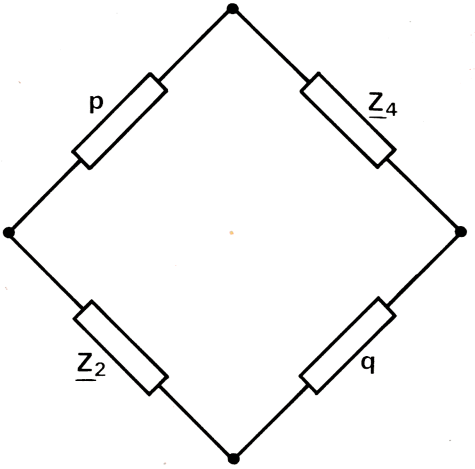


FIG. 2.06. — *Pont en pq.*

2° Mesure d'impédances inductives. — Les ponts en *pq* (fig. 2.06) permettent de mesurer les paramètres d'une impédance inductive $\underline{Z}_4$, si $\underline{Z}_3$ est une impédance capacitive étalonnée réglable. Ce sont les **ponts de Hay et de Maxwell.**

3° Autres mesures. — Voir chapitre 15, NIARD, Circuits électriques, TF_2 et F_3.

6. Sensibilité.

Le calcul de la sensibilité des ponts d'impédances est difficile et nous ne traiterons pas ce problème. Nous nous contenterons d'indiquer les meilleures conditions d'emploi des différents ponts et de les vérifier expérimentalement.

3

CONDENSATEURS EN AUDIOFRÉQUENCES

MESURE N° 1

1. Dipôles équivalents à un condensateur.

1° Condensateur réel. — En alternatif, un condensateur est équivalent à sa capacité C en parallèle avec sa résistance de pertes R (fig. 3.01). Cette résistance traduit les pertes dans le diélectrique du condensateur [1]. **C et R sont les paramètres du dipôle parallèle** équivalent au condensateur.

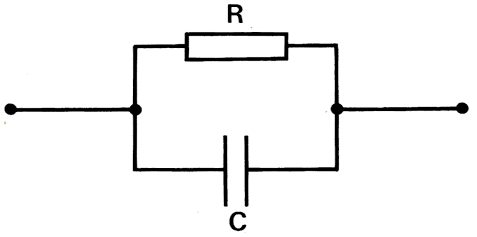


FIG. 3.01. — *Dipôle parallèle équivalent d'un condensateur.*

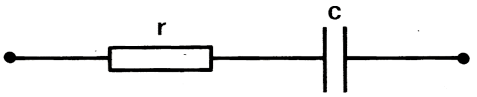


FIG. 3.02. — *Dipôle série.*

1. NIARD. — Circuits Électriques, § 29, Masson et C^ie, édit.

2° Équivalent série du dipôle parallèle. — Le dipôle parallèle {R, C} peut être mis sous la forme d'un dipôle série constitué d'une résistance r en série avec un condensateur de capacité c (fig. 3.02). Ces deux dipôles sont équivalents si, à une fréquence donnée, leurs impédances complexes (ou leurs admittances) sont égales. Cette condition entraîne l'égalité des facteurs de qualité des deux circuits.

3° Calcul de r et c en fonction de R et C. — En appelant $\underline{Z}$ l'impédance du dipôle parallèle et $\underline{z}$ celle du dipôle série, nous devons avoir :

$$\underline{z} = \underline{Z} \quad \text{ou} \quad \underline{z} = \frac{1}{\underline{Y}}$$

L'impédance du dipôle série est $\underline{z} = r + \frac{1}{jc\omega}$ et l'admittance du dipôle parallèle est $\underline{Y} = \frac{1}{R} + jC\omega$.

Donc :

$$r + \frac{1}{jc\omega} = \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega} = \frac{R}{1 + jRC\omega} = \frac{R(1 - jRC\omega)}{1 + R^2C^2\omega^2}$$

Écrivons l'égalité des parties réelles et des parties imaginaires des deux membres de l'équation, en

faisant apparaître le facteur de qualité Q du circuit parallèle, $Q = RC\omega$:

$$r = \frac{R}{1+R^2C^2\omega^2} = \frac{R}{1+Q^2}$$

et $$\frac{1}{c\omega} = \frac{R^2C\omega}{1+R^2C^2\omega^2} = \frac{R^2C^2\omega^2}{C\omega(1+Q^2)} = \frac{Q^2}{C\omega(1+Q^2)}$$

soit $$c = \frac{C(1+Q^2)}{Q^2}$$

En définitive, nous trouvons :

$$r = \frac{R}{1+Q^2} \quad \text{et} \quad c = \frac{C(1+Q^2)}{Q^2} \qquad (3)$$

***r* et *c* sont les paramètres du dipôle série** équivalent au condensateur.

REMARQUES. — 1. Le facteur de qualité du dipôle série est bien égal à celui du dipôle parallèle :

$$\frac{1}{rc\omega} = \frac{1}{\left(\frac{R}{1+Q^2}\right)\left(\frac{C\omega(1+Q^2)}{Q^2}\right)} = \frac{Q^2}{RC\omega} = Q$$

2. Si Q est très grand devant 1, les formules (3) deviennent :

$$r \approx \frac{R}{Q^2} \quad \text{et} \quad c \approx C \qquad (4)$$

4° Calcul de R et C en fonction de *r* et *c*. — Les relations 3 donnent immédiatement :

$$R = r(1+Q^2) \quad \text{et} \quad C = \frac{cQ^2}{1+Q^2} \qquad (3 \text{ bis})$$

et dans le cas où Q est très grand devant 1 :

$$R \approx rQ^2 \quad \text{et} \quad C \approx c \qquad (4 \text{ bis})$$

5° Conclusion. — Un condensateur pourra se représenter par sa structure **série** ou par sa structure **parallèle**. Les formules précédentes permettent de passer d'une structure à l'autre sans difficulté. Seule la facilité des calculs indique la représentation à adopter.

2. Pont de Sauty-série (ou Pont de Wien).

1° Constitution. — C'est un pont en *p* sur *q* (fig. 3.03) où l'impédance $\underline{Z}_3$ est constituée par une résistance réglable R_e en série avec une capacité réglable C_e. Le condensateur d'impédance $\underline{Z}_4 = \underline{z}$ est représenté par un dipôle série :

$$\underline{z} = r + \frac{1}{jc\omega}$$

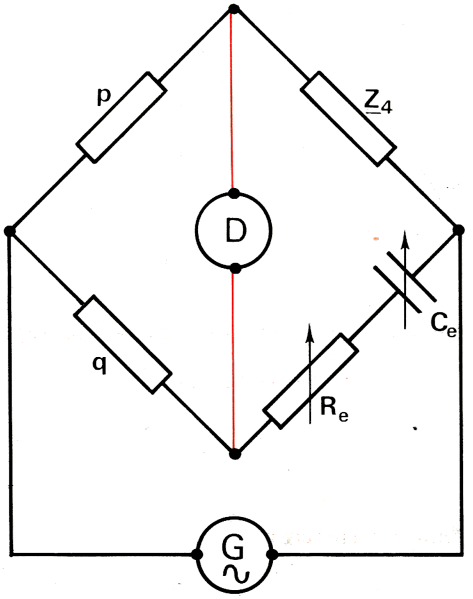


FIG. 3.03. — *Pont de Sauty série.*

2° Relations d'équilibre. — Nous avons :

$$\underline{Z}_1 = p;\quad \underline{Z}_2 = q;\quad \underline{Z}_3 = R_e + \frac{1}{jC_e\omega};\quad \underline{Z}_4 = r + \frac{1}{jc\omega}$$

La relation 1 s'écrit :

$$p\left(R_e + \frac{1}{jC_e\omega}\right) = q\left(r + \frac{1}{jc\omega}\right)$$

soit $pR_e = qr$ et $\frac{p}{jC_e\omega} = \frac{q}{jc\omega}$

d'où les deux inconnues :

$$c = \frac{q}{p}C_e \qquad \text{et} \qquad r = \frac{p}{q}R_e \qquad (5)$$

3° Facteur de qualité du condensateur. — Le facteur de qualité de $\underline{Z}_4$ est :

$$Q = \frac{1}{rc\omega} = \frac{1}{R_eC_e\omega}$$

Ce pont d'impédances convient à la mesure d'impédances capacitives de facteur de qualité élevé (100 par exemple). De plus, la sensibilité est la meilleure pour $p = q$.

4° Principe de la manipulation du pont.

a) L'équilibre du pont correspond (au rapport $\frac{p}{q}$ près) à une double condition (relations 5) :

— égalité des parties réelles des impédances $\underline{Z}_3$ et $\underline{Z}_4$,

— égalité des parties imaginaires de $\underline{Z}_3$ et $\underline{Z}_4$.

Il ne faut pas chercher à obtenir simultanément les valeurs de R_e et C_e réalisant l'équilibre. Cela pourrait être très long : dans l'infinité de valeurs possibles de R_e et C_e, un seul couple convient.

De plus, à toute valeur de R_e correspond une valeur de C_e donnant un minimum (relatif) de tension aux bornes du détecteur. **Il existe donc une infinité de minimums relatifs, dont un seul (celui qui est nul) est la réponse au problème.**

b) Mode opératoire :

— prendre une valeur de p sur q (puissance de 10),

— rechercher d'abord l'égalité des parties imaginaires en prenant $R_e = 0$ et agir sur C_e pour obtenir un minimum au détecteur. Ce minimum **n'est pas nul** puisque le pont n'est pas encore équilibré,

— en conservant la valeur de C_e trouvée ci-dessus, agir alors sur R_e pour diminuer encore la tension relevée aux bornes du détecteur. Lorsque cette tension est à nouveau minimale, retoucher éventuellement C_e pour la diminuer encore. Dès qu'une très faible variation de R_e ou de C_e autour des valeurs trouvées ne fait qu'augmenter la tension observée, le pont est pratiquement équilibré.

c) Le minimum définitif observé au détecteur est rarement nul. La tension résiduelle est due aux inductions parasites du montage.

3. Pont de Sauty-parallèle (ou Pont de Nernst).

1° Constitution. — C'est un pont en p sur q (fig. 3.04) où l'impédance $\underline{Z}_3$ est constituée par une résistance réglable R_e shuntée par un condensateur réglable C_e.
Le condensateur inconnu est représenté par sa structure parallèle :

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + jC\omega$$

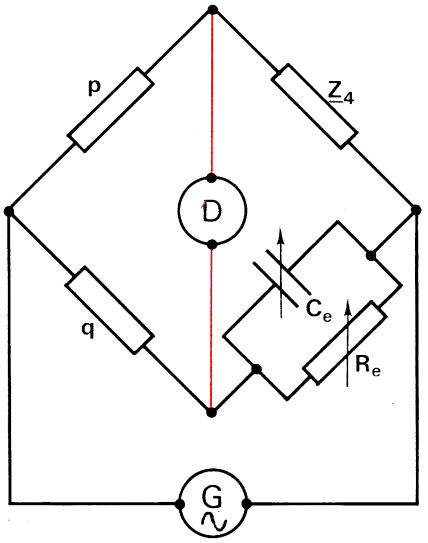


FIG. 3.04. — *Pont de Sauty parallèle.*

2° Relations d'équilibre. — Nous avons :

$$\underline{Z}_1 = p \ ;$$
$$\underline{Z}_2 = q \ ;$$
$$\underline{Y}_3 = \frac{1}{R_e} + jC_e\omega \ ;$$
$$\underline{Y}_4 = \frac{1}{R} + jC\omega$$

La formule 1 s'écrit ici :

$$\underline{Z}_1\underline{Y}_4 = \underline{Z}_2\underline{Y}_3$$

soit :

$$p\left(\frac{1}{R} + jC\omega\right) = q\left(\frac{1}{R_e} + jC_e\omega\right)$$

qui conduit à :

$$\frac{p}{R} = \frac{q}{R_e} \quad \text{et} \quad jpC\omega = jqC_e\omega$$

d'où les deux inconnues :

$$\boxed{R = \frac{p}{q}R_e} \quad \text{et} \quad \boxed{C = \frac{q}{p}C_e} \qquad (6)$$

Ces formules sont identiques aux formules 5.

3° Facteur de qualité du condensateur. — Le facteur de qualité de $\underline{Z}_4$ est :

$$Q = RC\omega = R_eC_e\omega$$

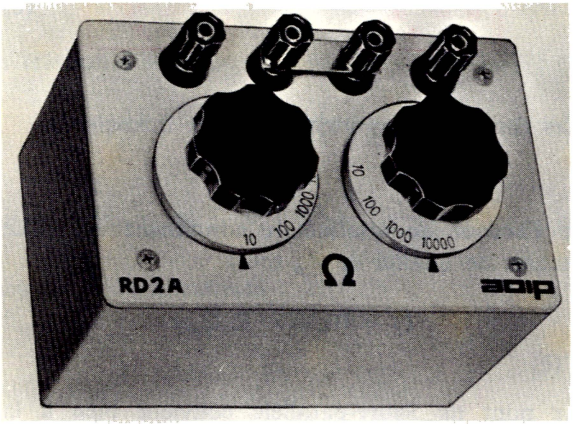
Le pont de Sauty-parallèle convient bien à la mesure des paramètres R et C d'une impédance capacitive de faible facteur de qualité (3 à 4 par exemple). De plus, la sensibilité du pont est maximale pour $p = q$.

4° Principe de la manipulation du pont. — Le mode opératoire est analogue à celui décrit pour le pont de Sauty-série (pour les mêmes raisons, d'ailleurs). Ainsi, il faut :

— se fixer une valeur du rapport p sur q,

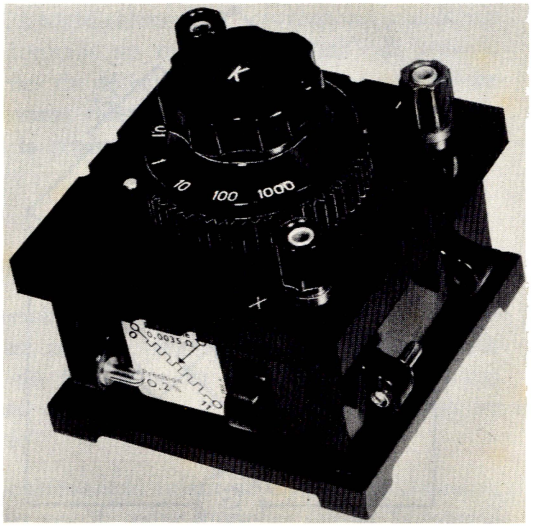
— rendre R_e infinie et agir sur C_e jusqu'à l'obtention d'une tension minimale aux bornes du détecteur (le choix de $R_e = 0$ n'est pas possible ici, une résistance R_e nulle court-circuiterait C_e, de plus à l'équilibre, R_e aura une grande valeur),

— conserver la valeur de C_e précédente et agir sur R_e jusqu'à l'obtention d'une tension la plus petite possible aux bornes du détecteur. Retoucher éventuellement C_e comme au § 2.



(Photo A.O.I.P.)

FIG. 3.05. — *Tête de pont à résistances indépendantes.*



(Photo A.O.I.P.)

FIG. 3.06. — *Tête de pont donnant un rapport* $\frac{p}{q}$ *compris entre* 10^{-3} *et* 10^{3}.

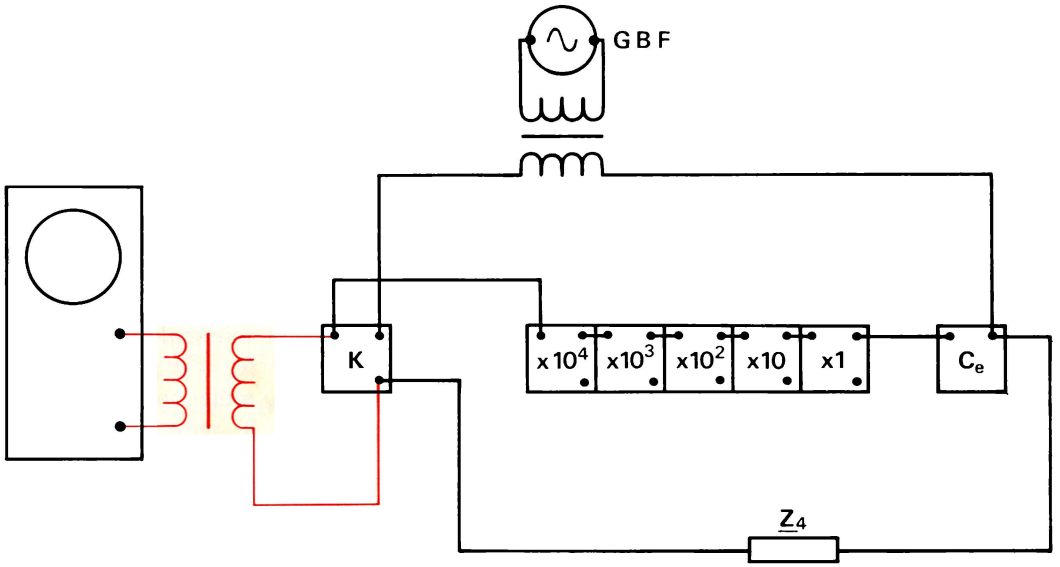


FIG. 3.07. — *Schéma pratique du pont de Sauty série.*

4. Expérimentation.

1° Schémas des montages. — Nous utilisons un oscilloscope comme détecteur d'équilibre et le rapport p sur q sera réalisé au moyen d'une boîte « tête de pont » (fig. 3.05 et 3.06). Nous rappelons que sur le schéma pratique (fig. 3.07), il faut laisser environ 30 cm entre chaque élément (générateur, transformateurs écrans, résistances étalonnées, condensateur étalonné, oscilloscope) et torsader les fils de connexions.
La figure 3.07 correspond au schéma du pont de Sauty-série. Pour réaliser le pont de Sauty-parallèle, il suffit de brancher C_e aux bornes de R_e.

2° Mesure d'un condensateur à faibles pertes. — Mesurer, à la fréquence $f = 800$ Hz et pour diverses valeurs du rapport $\frac{p}{q}$, les paramètres d'un condensateur à faibles pertes (Q élevé) :

a) r et c au pont de Sauty-série,

b) R et C au pont de Sauty-parallèle.

Calculer pour chaque mesure le facteur de qualité du condensateur et porter les résultats dans un tableau :

TYPE DE PONT	$\frac{p}{q}$	R_e	C_e	r ou R	c ou C	Q
série						
parallèle						

3° Mesure d'un condensateur de pertes élevées. — Effectuer le même travail que ci-dessus.

4° Conclusion.

a) Indiquer le pont le plus sensible pour un condensateur de faibles pertes (donc de facteur de qualité élevé) et le pont le plus sensible pour un condensateur de pertes élevées (donc de faible facteur de qualité). Justifier la réponse à l'aide des relevés expérimentaux.

b) Vérifier les relations 3 sur quelques relevés.

4

BOBINES EN AUDIOFRÉQUENCES

MESURE N° 2

1. Dipôles équivalents à une bobine.

1° Dipôle série équivalent à une bobine sans fer. — En alternatif sinusoïdal, une bobine sans fer est équivalente à une inductance pure l en série avec une résistance pure r (fig. 4.01); l et r sont les paramètres du dipôle série équivalent à la

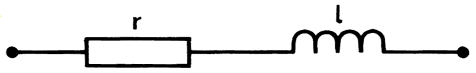


FIG. 4.01. — *Dipôle série équivalent à une bobine.*

bobine. Le facteur de qualité de ce dipôle est :

$$Q = \frac{l\omega}{r}$$

Il dépend de ω, donc de la fréquence.

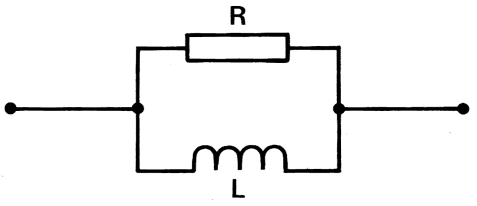


FIG. 4.02. — *Dipôle parallèle.*

2° Équivalent parallèle du dipôle série. — Le dipôle $\{l, r\}$ peut être mis sous la forme d'un dipôle parallèle constitué d'une inductance pure L shuntée par une résistance pure R (fig. 4.02). Ces deux dipôles seront équivalents si, à une fréquence donnée, leurs impédances complexes (ou leurs admittances) sont égales. Cette condition entraîne l'égalité des facteurs de qualité des deux circuits.

3° Calcul de R et L en fonction de r et l. — Soient $\underline{Z}$ et $\underline{z}$ les impédances des dipôles parallèle et série équivalents.

Écrivons que $\underline{Z} = \underline{z}$ ou encore $\underline{z} = \frac{1}{\underline{Y}}$

$$r + jl\omega = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega}} = \frac{jRL\omega}{R + jL\omega}$$

ou encore :

$$r + jl\omega = \frac{jRL\omega(R - jL\omega)}{R^2 + L^2\omega^2}$$

En divisant le numérateur et le dénominateur du second membre par $L^2\omega^2$, et en faisant apparaître

le facteur de qualité Q du dipôle parallèle : $Q = \frac{R}{L\omega}$, il vient :

$$r + jl\omega = \frac{jR(Q - j)}{1 + Q^2}$$

et en identifiant les parties réelles et les parties imaginaires des deux membres :

$$\begin{cases} r = \dfrac{R}{1+Q^2} \\ l\omega = \dfrac{RQ}{1+Q^2} = \dfrac{Q^2 L\omega}{1+Q^2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \boxed{R = r(1+Q^2)} \\ \boxed{L = \dfrac{l(1+Q^2)}{Q^2}} \end{cases} \quad (7)$$

R et L sont les paramètres du dipôle parallèle équivalent à la bobine.

REMARQUES. — 1. Les facteurs de qualité des deux circuits sont égaux (le vérifier à l'aide des relations 7)
2. Si Q est très grand devant 1, les relations 7 s'écrivent :

$$\boxed{R \approx rQ^2} \quad \text{et} \quad \boxed{L \approx l} \quad (8)$$

4° Conclusion. — Les formules 7 (ou 8) permettent de passer d'une structure à l'autre sans difficulté.

5° Cas d'une bobine à noyau ferromagnétique.

a) Influence du noyau : en présence d'un noyau ferromagnétique, il faut tenir compte de pertes thermiques supplémentaires liées à l'hystérésis et aux courants de Foucault qui apparaissent dans le fer. L'ensemble de ces phénomènes peut se représenter par une résistance r' placée en série avec les paramètres $\{l, r\}$.

b) Paramètres apparents : en basse fréquence la bobine a encore une impédance inductive. C'est dire que nous pouvons toujours mesurer une certaine inductance l_a et une certaine résistance r_a appelés paramètres apparents série de la bobine (fig. 4.03).

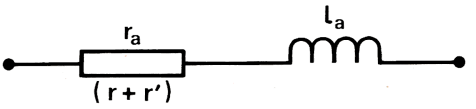


FIG. 4.03. — *Paramètres apparents d'une bobine à noyau de fer.*

c) Résistance apparente : r_a tient compte de la résistance de la bobine (mesurée en continu) et de la résistance r' :

$$r_a = r + r'$$

r_a varie avec la fréquence et avec l'amplitude de la tension appliquée puisque les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault sont fonction de la tension efficace et de la pulsation.

d) Inductance apparente : l_a varie aussi avec l'amplitude de la tension appliquée et avec la pulsation.

2. Pont de Maxwell.

1° Constitution. — C'est un pont en *pq* (fig. 4.04). La bobine est considérée comme une inductance pure l en série avec une résistance pure r. L'impédance opposée à l'impédance inconnue doit être capacitive, elle comporte une capacité réglable C_e en parallèle avec une résistance réglable R_e. Les résistances p et q sont réglables.

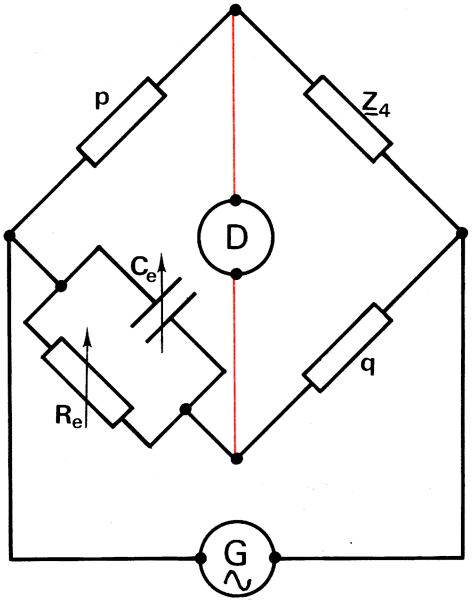


FIG. 4.04. — *Pont de Maxwell.*

2° Relations d'équilibre. — Nous avons :

$$\underline{Z}_1 = p;\ \underline{Y}_2 = \frac{1}{R_e} + jC_e\omega;\ \underline{Z}_3 = q;\ \underline{Z}_4 = r + jl\omega$$

Il faut $\underline{Z}_1\underline{Z}_3 = \dfrac{\underline{Z}_4}{\underline{Y}_2}$ ou $\underline{Z}_1\underline{Z}_3\underline{Y}_2 = \underline{Z}_4$

soit $pq\left(\dfrac{1}{R_e} + jC_e\omega\right) = r + jl\omega$

qui conduit à : $\dfrac{pq}{R_e} = r$ et $jpqC_e\omega = jl\omega$

d'où les inconnues :

$$\boxed{l = pqC_e} \quad \text{et} \quad \boxed{r = \frac{pq}{R_e}} \qquad (9)$$

3° Facteur de qualité de la bobine.

$$Q = \frac{l\omega}{r} = R_eC_e\omega$$

La sensibilité du pont de Maxwell est bonne pour des bobines de faible facteur de qualité et mauvaise dans le cas contraire.

4° Principe de la manipulation du pont. — La recherche de l'équilibre du pont de Maxwell s'effectue comme celle du pont de Sauty-parallèle (revoir chap. 3, § 3-4°).

a) Donner une valeur simple au produit *pq* (puissance de 10).

b) Rendre R_e infinie et agir sur C_e jusqu'à l'obtention d'une tension minimale aux bornes du détecteur.

c) Conserver la valeur de C_e précédente et agir enfin sur R_e jusqu'à l'obtention de la plus petite tension possible aux bornes du détecteur. Retoucher éventuellement C_e pour la diminuer encore. Dès qu'une très faible variation de R_e ou de C_e autour des valeurs trouvées ne fait qu'augmenter la tension observée, le pont est pratiquement équilibré.

3. Pont de Hay.

1° Constitution. — C'est un pont en *pq* (fig. 4.05). La bobine est ici considérée comme une inductance pure L en parallèle avec une résistance pure R. L'impédance opposée à la bobine est constituée d'une capacité réglable C_e en série avec une résistance réglable R_e. Les résistances *p* et *q* sont réglables.

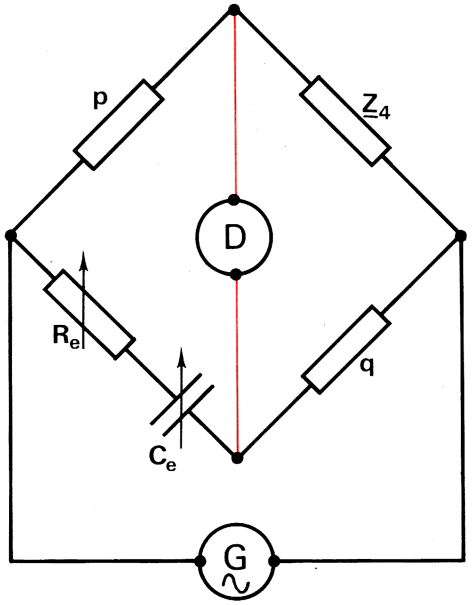


FIG. 4.05. — *Pont de Hay.*

2° Conditions d'équilibre. — Nous avons :

$$\underline{Z}_1 = p;\ \underline{Z}_2 = R_e + \frac{1}{jC_e\omega};\ \underline{Z}_3 = q;\ \underline{Y}_4 = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega}$$

$$\underline{Z}_1\underline{Z}_3 = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Y}_4} \quad \text{ou} \quad \underline{Z}_1\underline{Z}_3\underline{Y}_4 = \underline{Z}_2$$

soit : $pq\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega}\right) = R_e + \frac{1}{jC_e\omega}$

qui conduit à :

$$\frac{pq}{R} = R_e \quad \text{et} \quad \frac{pq}{jL\omega} = \frac{1}{jC_e\omega}$$

d'où les inconnues :

$$\boxed{L = pqC_e} \quad \text{et} \quad \boxed{R = \frac{pq}{R_e}} \qquad \textbf{(10)}$$

Ces formules sont identiques aux formules (9) mais ont été obtenues différemment.
L'expression « pont en *pq* » est justifiée par la forme des formules 9 et 10.

3° Facteur de qualité. — En parallèle :

$$Q = \frac{R}{L\omega} = \frac{1}{R_eC_e\omega}$$

La sensibilité du pont de Hay est bonne pour des bobines de facteur de qualité élevé et mauvaise dans le cas contraire.

4° Principe de la manipulation du pont. — Il est calqué sur la manipulation du pont de Sauty-série (revoir chap. 3, § 2-4°).

a) Choisir une valeur simple du produit *pq* (puissance de 10).

b) Rendre R_e nulle, et agir sur C_e jusqu'à l'obtention d'une tension minimale aux bornes du détecteur.

c) Conserver la valeur de C_e précédente et agir enfin sur R_e jusqu'à ce que la tension aux bornes du détecteur ne diminue plus. Retoucher éventuellement C_e comme au § 2. Le pont est alors pratiquement équilibré.

4. Expérimentation.

1° Schémas des montages. — Pour réaliser les ponts de Maxwell et de Hay, il est indispensable de respecter les consignes énoncées au chapitre 2. Les résistances *p*, *q*, R_e sont constituées par des résistances étalonnées réglables; C_e est une boîte de capacités étalonnées. Le détecteur d'équilibre est un oscilloscope.

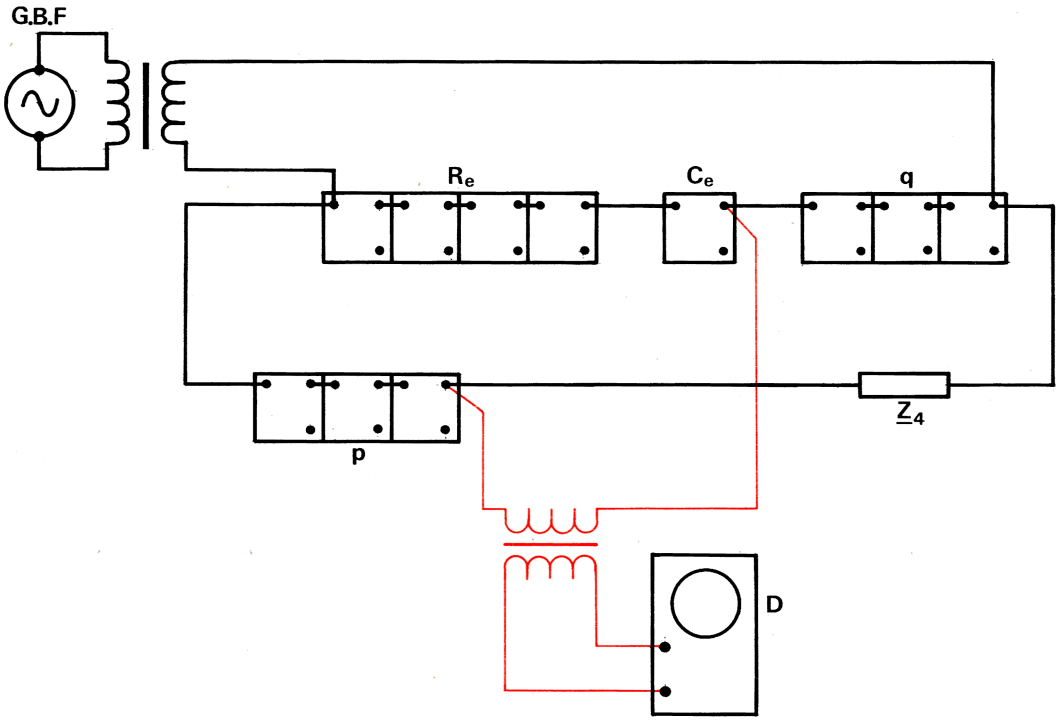


FIG. 4.06. — *Schéma pratique du pont de Hay.*

Le montage de la figure 4.06 correspond au pont de Hay. Pour réaliser le pont de Maxwell, il suffit de brancher C_e aux bornes de R_e.

2° Mesure d'une bobine de facteur de qualité élevé. — Mesurer à la fréquence $f = 800$ Hz, et pour diverses valeurs du produit pq, les paramètres d'une bobine sans noyau ferromagnétique et de facteur de qualité élevé :
a) r et l au pont de Maxwell,
b) R et L au pont de Hay.
Calculer pour chaque mesure le facteur de qualité de la bobine et porter les résultats dans un tableau :

TYPE DE PONT	pq	R_e	C_e	r ou R	c ou C	Q
Maxwell						
Hay						

3° Mesure d'une bobine de faible facteur de qualité. — Effectuer le même travail que ci-dessus avec une bobine sans noyau ferromagnétique, et de faible facteur de qualité.

4° Conclusions.

a) Indiquer le pont le plus sensible pour chacune des bobines mesurées. Justifier la réponse à l'aide des relevés expérimentaux.

b) Vérifier les formules 7 sur quelques relevés.

5

PREMIÈRE UTILISATION DU Q-MÈTRE

MESURE N° 3

1. Le Q-mètre.

1° But. — **Le Q-mètre** ou **acuimètre** (fig. 5.01) est un appareil mesurant directement les facteurs de qualité Q des circuits. Avec les résultats de ces mesures (2 en général), il sera possible de calculer les impédances de ces circuits.

2° Description. — La photographie (fig. 5.01) et le plan (fig. 5.02) se correspondent. Sur ce dernier, seuls sont rappelés les éléments essentiels repérés par des petites lettres.
Le Q-mètre comporte :

CADRE « *f* » : un générateur haute fréquence (G.H.F.) dont on peut régler la fréquence par les boutons **a** et **c**. La valeur de cette fréquence (50 kHz à 70 MHz) est lue sur le cadran de gammes **b** et sur le plateau **d**.

CADRE « I » : des boutons de réglage **g** (gros) et **e** (fin) permettent de régler l'**injection,** c'est-à-dire le courant $\underline{I}$ fournit par le G.H.F. La valeur de cette injection est lue sur le cadran **h** d'un ampèremètre à thermocouple. Ne jamais dépasser le repère « Q×1 ».

CADRE « Q » : un voltmètre électronique dont le cadran **j** est directement gradué en valeurs du facteur de qualité Q du circuit.

CADRE « C » : un condensateur C qui permettra d'obtenir la résonance du circuit. Le cadran **k** est gradué de 27 pF à 500 pF et le bouton *l* ajuste la valeur précédente.

— Enfin le bouton **n** sélectionne le calibre du voltmètre.

3° Schéma de principe.

a) Le G.H.F. de force électromotrice $\underline{E}$ fournit un courant $\underline{I}$ à la résistance r_0 en série avec l'ampèremètre de résistance a :

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}}{r_0 + a}$$

Vu des bornes M et A (fig. 5.03), le dipôle est un générateur de force électromotrice $\underline{V}$:

$$\underline{V} = \frac{\underline{E} r_0}{r_0 + a} = r_0 \underline{I}$$

b) La résistance $r_0 = 0{,}04\ \Omega$ sera toujours négligeable devant l'impédance Z de la charge qui sera

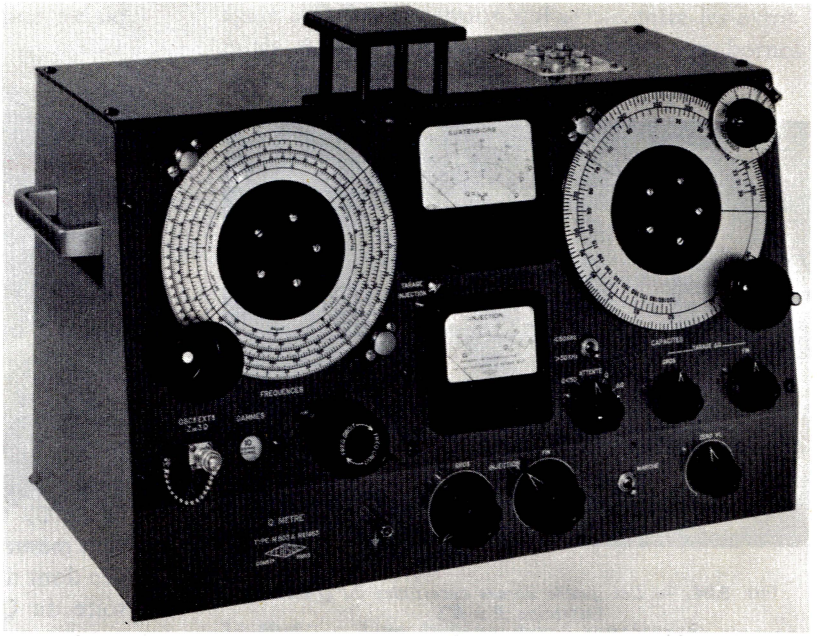


FIG. 5.01. — *Q-mètre.*

(Photo Férisol.)

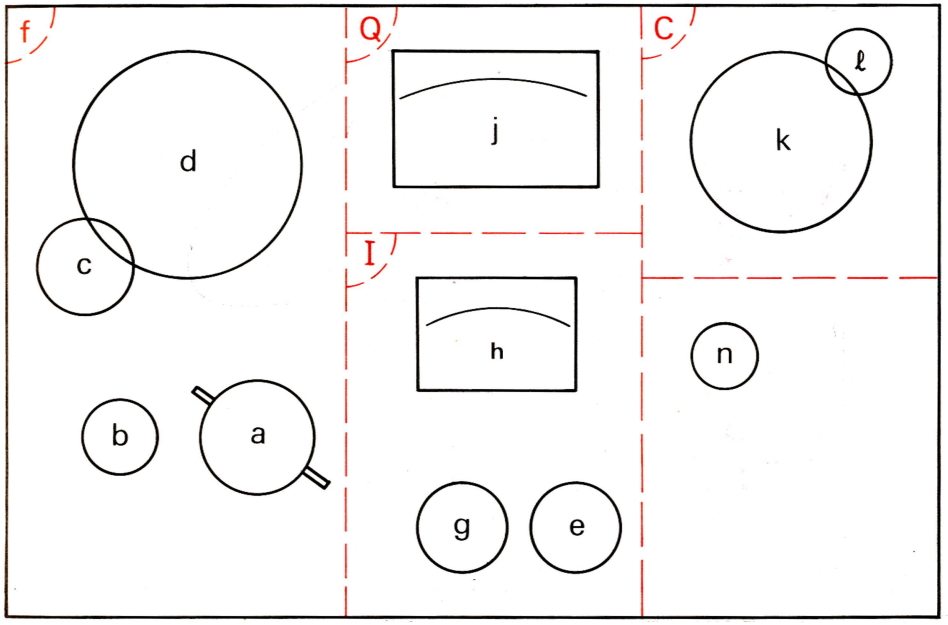


FIG. 5.02. — *Plan descriptif du Q-mètre.*

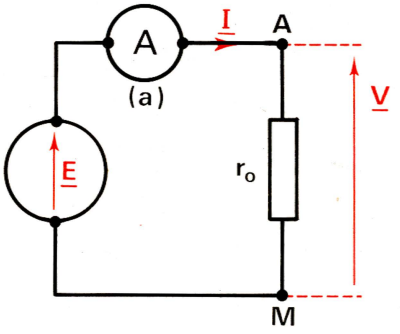


FIG. 5.03. — *Le dipôle générateur.*

placée entre A et M, en parallèle avec r_0 :

$$r_0 \ll Z$$

Par conséquent, cette charge ne modifiera :

Ni le courant I
Ni la tension V.

Ces deux grandeurs seront donc **proportionnelles** pour toute charge :

$$\underline{V} = r_0 \underline{I} \Rightarrow \boxed{v_{eff} = r_0 i_{eff}}$$

c) Quelles que soient les mesures à effectuer, une bobine inductive extérieure au Q-mètre doit être placée entre les bornes A et B (photo 5.04 et fig. 5.05). Cette bobine est soit la bobine dont on veut mesurer les paramètres, soit une bobine étalonnée dont un jeu (fig. 5.06) est l'indispensable accessoire du Q-mètre.

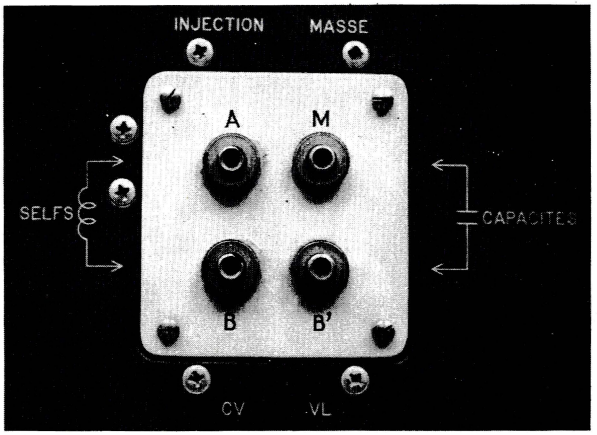


FIG. 5.04. — *Les quatre bornes accessibles du Q-mètre (attention B ≡ B').*

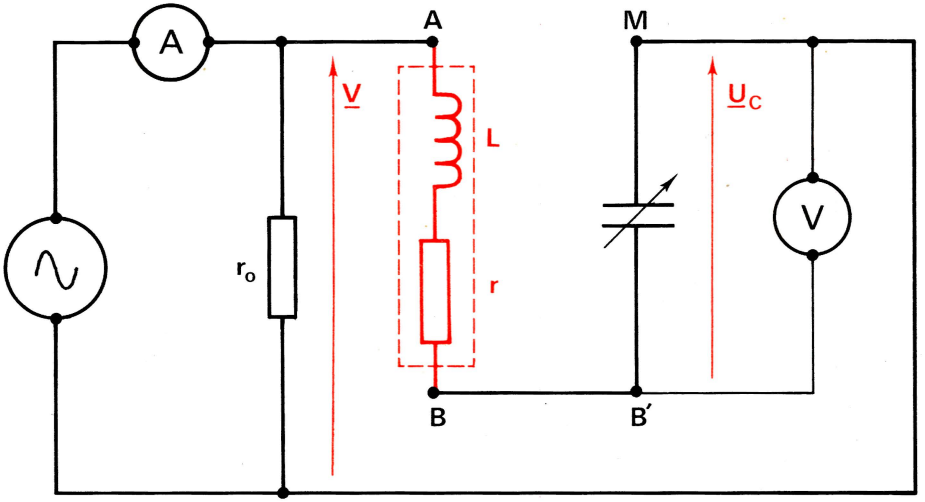


FIG. 5.05. — *Schéma de principe du Q-mètre prêt à la mesure.*

(Photo Férisol.)

FIG. 5.06. — *Jeu de bobines étalonnées.*

d) Le condensateur du Q-mètre (cf. fig. 5.02) est branché en permanence entre B′(≡B) et M. Le voltmètre est monté entre les mêmes bornes.

e) La branche ABB′M (constituant la charge Z) est donc bien en parallèle avec r_0.

4° **Principe des mesures.** — Par réglage de la capacité C ou de la fréquence *f*, la branche ABB′M est amenée à la **résonance**, à la pulsation ω_0. Son **facteur de surtension** σ est alors (et alors seulement) égal au **facteur de qualité Q** de la bobine et vaut [1] :

$$Q = \frac{L\omega_0}{r} = \frac{1}{rC\omega_0}$$

Si Q est grand [1], la tension efficace u_{Ceff} aux bornes du condensateur est alors maximale et égale à Q fois la tension qui existe entre les extrémités A et M de la branche, donc aux bornes de r_0 :

$$u_{Ceff} = Qv_{eff} = Qr_0 i_{eff}$$

Dans ces conditions, r_0 étant invariable, pour une injection i_{eff} donnée, u_{Ceff} et Q sont proportionnels :

$$\boxed{u_{Ceff} \sim Q}$$

Ceci justifie la graduation du cadran du voltmètre en valeurs du facteur de qualité.

2. Mesures d'inductances.

1° **But.** — Une bobine étant représentée par sa structure série *r*,L, le Q-mètre permet de mesurer rapidement l'inductance L, **à une fréquence f.**

2° **Principe de la mesure.** — La bobine {L,*r*} est placée entre les bornes A et B (fig. 5.05) et le générateur haute fréquence est accordé sur la fréquence *f*. Il suffit de régler la capacité C du Q-mètre pour obtenir la résonance du circuit ABM (maximum de déviation du voltmètre).

3° **Calcul de L.** — L'inductance L est donnée par la relation :

$$LC\omega^2 = 1 \Rightarrow LC(4\pi^2 f^2) = 1$$

soit :

$$\boxed{L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}} \qquad \textbf{(11)}$$

1. Voir NIARD, Circuits électriques, chap. 7, Masson et Cie, édit.

4° Amplitudes des mesures. — Sur le Q-mètre Férisol :

a) C peut varier de 27 à 500 pF.

b) f peut varier de 50 kHz à 70 MHz.

Les valeurs limites d'inductances mesurables sont donc obtenues pour :

$f = 50$ kHz et $C = 27$ pF soit $L_{max} \approx 0{,}37$ H

$f = 70$ MHz et $C = 500$ pF soit $L_{min} \approx 0{,}01$ µH

Les lectures en bouts d'échelles étant entachées d'incertitudes importantes, nous retiendrons :

$$0{,}1\ \mu H \leqslant L \leqslant 0{,}2\ H$$

3. Mesures de capacités.

1° But. — Nous voulons mesurer, **à une fréquence *f*,** la capacité C_x d'un condensateur. La bobine étalon $\{L,r\}$ à placer dans le circuit mesure (entre A et B) est une des bobines du jeu livré avec l'appareil. Le facteur de qualité du circuit de mesure devant rester grand devant l'unité, il faut choisir la bobine qui, à la fréquence f, a elle-même un facteur de qualité élevé. Ces indications figurent sur chaque bobine.

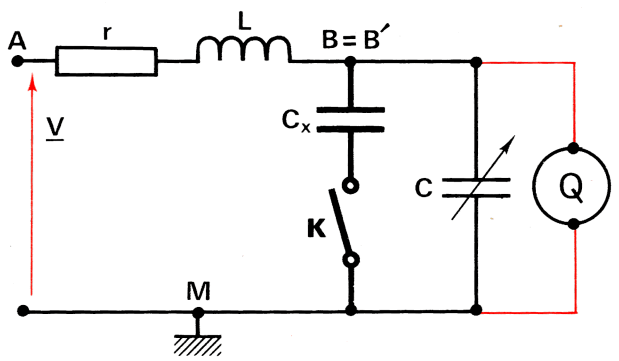


FIG. 5.07. — *Montage parallèle pour la mesure d'une capacité.*

2° Montage parallèle.

a) Schéma : le condensateur C_x, en série avec un interrupteur K, est branché en parallèle entre B′ et M sur le condensateur réglable du Q-mètre (fig. 5.07). Le générateur H.F. est accordé sur la fréquence f choisie pour la mesure, et une bobine étalonnée de facteur de qualité élevé à la fréquence f est branchée entre A et B.

b) Mode opératoire :

— Premier accord, K étant ouvert, le circuit de mesure est amené à la résonance par réglage de C à la valeur C_1 telle que

$$LC_1\omega^2 = 1$$

— Deuxième accord, K étant fermé, le nouveau circuit est amené à la résonance par réglage de C à la valeur C_2 telle que

$$L(C_2+C_x)\omega^2 = 1$$

c) Calcul de C_x : nous avons pour les deux essais précédents :

$$\begin{cases} LC_1\omega^2 = 1 \\ L(C_2+C_x)\omega^2 = 1 \end{cases}$$

Par identification, nous en déduisons :

$$C_1 = C_2+C_x$$

soit :

$$\boxed{C_x = C_1 - C_2} \qquad (12)$$

d) Amplitude des mesures : sur le Q-mètre Férisol, C peut varier de 27 pF à 500 pF. Nous pourrons donc mesurer avec ce montage des capacités comprises entre 0 et 473 pF (500 − 27 = 473).

3° Montage série.

a) Schéma : le condensateur C_x, shunté par un interrupteur K, est branché en série avec une bobine étalonnée (fig. 5.08). Le générateur H.F. est accordé sur la fréquence *f* choisie pour la mesure.

b) Mode opératoire :

— Premier accord, K fermé, le circuit de mesure est amené à la résonance par réglage de C à la valeur C_1 telle que

$$LC_1\omega^2 = 1$$

— Deuxième accord, K ouvert, le nouveau circuit est amené à la résonance par réglage de C à la valeur C_2 telle que [1]

$$L\left(\frac{C_2C_x}{C_2+C_x}\right)\omega^2 = 1$$

c) Calcul de C_x : nous avons les deux relations,

$$\begin{cases} LC_1\omega^2 = 1 \\ \dfrac{LC_2C_x}{C_2+C_x}\omega^2 = 1 \end{cases}$$

d'où par identification :

$$C_1 = \frac{C_2C_x}{C_2+C_x} \Longleftrightarrow C_1C_2+C_1C_x = C_2C_x$$

soit :

$$\boxed{C_x = \frac{C_1C_2}{C_2-C_1}} \qquad (13)$$

1. En série, $C_{équi} = \dfrac{C_2C_x}{C_2+C_x}$.

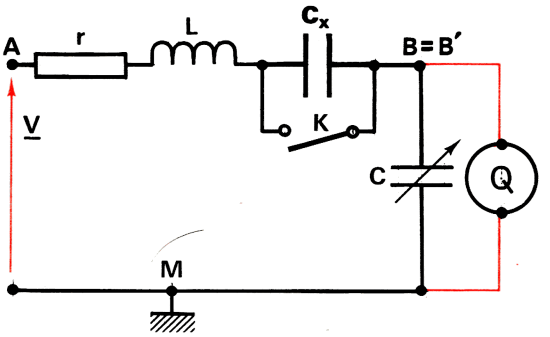


FIG. 5.08. — *Montage série pour la mesure d'une capacité.*

d) Amplitude de mesure : La relation 13 peut s'écrire :

$$\frac{1}{C_x} = \frac{C_2-C_1}{C_1C_2} = \frac{1}{C_1}-\frac{1}{C_2}$$

La valeur maximale de $\dfrac{1}{C_x}$ est obtenue lorsque la différence $\dfrac{1}{C_1}-\dfrac{1}{C_2}$ est maximale, soit pour

$$C_1 = 27 \text{ pF} \quad \text{et} \quad C_2 = 500 \text{ pF}.$$

Il vient $C_x = \dfrac{27\times 500}{473} = 28$ pF.

Le montage série permet théoriquement de mesurer toute capacité supérieure à 28 pF. Pratiquement, l'appareil et ses bobines auxiliaires, permettent de mesurer des capacités jusqu'à 50 nF environ. Au delà, l'incertitude sur la mesure devient importante.

4. Expérimentation.

1° Précautions à prendre pour les mesures. — *a*) Les fils de connexions devront être le plus court possible afin de réduire leur influence (inductive et capacitive) en H.F.
L'interrupteur K parfois employé, doit avoir une très faible résistance et être de très petites dimensions pour ne pas perturber les mesures. Il est souhaitable d'utiliser un support isolant enfiché sur les bornes du Q-mètre et portant : l'interrupteur K, des bornes pour monter les bobines, des bornes pour monter les condensateurs. Lors des mesures, ce support reste en permanence fixé sur l'appareil.

L'injection ne doit jamais dépasser la valeur Q × 1; aussi, avant toute modification d'un paramètre du circuit et en particulier de la fréquence *f*, réduire la valeur au voisinage du repère Q × 2 puis rétablir la valeur Q × 1 pour effectuer les lectures.

2° Mesure de l'inductance d'une bobine. — Par la méthode indiquée au § 2, mesurer, à diverses fréquences, l'inductance L et la résistance *r* d'une bobine. L'inductance L est donnée par la relation 11 et *r* par :

$$r = \frac{1}{QC\omega} = \frac{1}{2\pi f QC}$$

Dresser le tableau suivant :

f	C	Q	L	*r*

Tracer les courbes donnant L et *r* en fonction de la fréquence (la forme de ces courbes ne pourra être justifiée qu'au chapitre 7).

3° Mesure de la capacité d'un condensateur sans pertes [1]**.** — Par la méthode indiquée au § 3-2°, mesurer, à diverses fréquences, la capacité d'un condensateur dont on sait qu'elle est inférieure à 470 pF.

Dresser le tableau suivant :

f	C_1	C_2	$C_x = C_1 - C_2$

Tracer la courbe donnant C_x en fonction de la fréquence.

1. Le condensateur est considéré ici comme une capacité pure.

6

CONDENSATEURS RÉELS EN RADIO-FRÉQUENCES

MESURE N° 4

1. Mesure d'impédances de faible module.

1° Principe. — L'impédance inconnue $\underline{Z}$ est de la forme :

$$\underline{Z} = R + jX$$

Cette impédance, shuntée par un interrupteur K, est placée en série avec une bobine étalon et le condensateur C (fig. 6.01). Le montage est dit « **montage série** ». Il est amené à la résonance successivement pour K fermé, puis K ouvert.
Notons que ce montage ne s'applique qu'aux faibles impédances. En effet, une grande impédance modifierait par trop les caractéristiques du circuit r,L,C initial. Les valeurs de C et Q à mesurer risqueraient de se trouver hors du domaine de mesures permis par l'appareil.

2° Mesures.

a) Premier accord, K fermé : le circuit $\{r,L,C\}$ est amené à la résonance à la fréquence f à laquelle $\underline{Z}$ doit être mesurée. On relève les valeurs de C_1 et Q_1 correspondantes, avec :

$$LC_1\omega^2 = 1 \quad \text{et} \quad Q_1 = \frac{L\omega}{r} = \frac{1}{rC_1\omega}$$

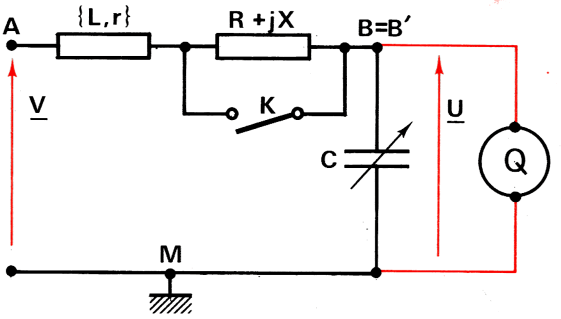


FIG. 6.01. — *Montage série pour la mesure d'une impédance.*

b) Deuxième accord, K ouvert : **sans changer la fréquence** f, le nouveau circuit $\{r,L,R,X,C\}$ est amené à la résonance. Soient C_2 et Q_2 les nouvelles valeurs mesurées de C et Q.

3° Calcul de R et de X.

a) Calcul de la tension U aux bornes du condensateur du Q-mètre : le circuit de mesure constitue un diviseur de tension (fig. 6.01). Nous pouvons

écrire :

$$\frac{\underline{U}}{\underline{V}} = \frac{\dfrac{1}{j\mathrm{C}\omega}}{r+\mathrm{R}+j\mathrm{L}\omega+j\mathrm{X}+\dfrac{1}{j\mathrm{C}\omega}}$$

$$= \frac{1}{j\mathrm{C}\omega\left(r+\mathrm{R}+j\mathrm{L}\omega+j\mathrm{X}+\dfrac{1}{j\mathrm{C}\omega}\right)}$$

soit :

$$\frac{u_{eff}}{v_{eff}} = \frac{1}{\mathrm{C}\omega\sqrt{(r+\mathrm{R})^2+\left(\mathrm{L}\omega+\mathrm{X}-\dfrac{1}{\mathrm{C}\omega}\right)^2}}$$

A fréquence constante, la tension u_{eff} aux bornes de C est maximale lorsque :

$$\mathrm{L}\omega+\mathrm{X}-\frac{1}{\mathrm{C}\omega} = 0$$

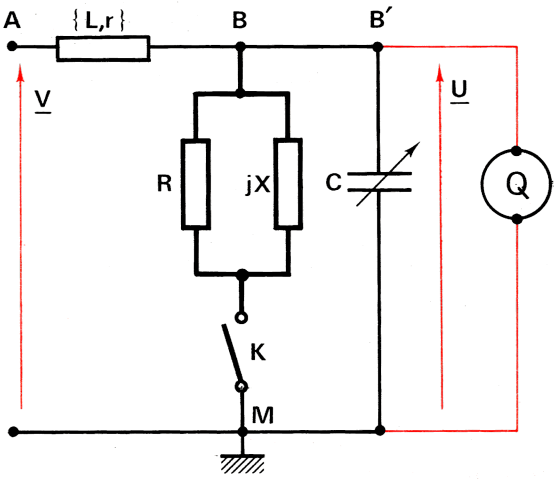


FIG. 6.02. — *Montage parallèle pour la mesure d'une impédance.*

Soit pour une valeur C_2 de C telle que :

$$\mathrm{L}\omega+\mathrm{X} = \frac{1}{\mathrm{C}_2\omega}$$

b) Facteur de qualité du circuit de mesure : K étant ouvert, le circuit de mesure peut être considéré comme formé de trois éléments en série (fig. 6.02) :

— un condensateur C,

— une résistance $(r+\mathrm{R})$,

— une réactance $j(\mathrm{L}\omega+\mathrm{X})$.

Son facteur de qualité est alors $\mathrm{Q}_2 = \dfrac{\mathrm{L}\omega+\mathrm{X}}{r+\mathrm{R}}$ ou encore :

$$\boxed{\mathrm{Q}_2 = \frac{1}{(r+\mathrm{R})\mathrm{C}_2\omega}}$$

c) Calcul de X : la condition de résonance nous donne :

$$\mathrm{X} = \frac{1}{\mathrm{C}_2\omega} - \mathrm{L}\omega$$

c'est-à-dire, en tenant compte de $\mathrm{LC}_1\omega^2 = 1$ ou $\mathrm{L}\omega = \dfrac{1}{\mathrm{C}_1\omega}$

$$\boxed{\mathrm{X} = \frac{1}{\mathrm{C}_2\omega} - \frac{1}{\mathrm{C}_1\omega}} \qquad \textbf{(14)}$$

d) Calcul de R : de l'expression de Q_2 nous déduisons :

$$r+\mathrm{R} = \frac{1}{\mathrm{Q}_2\mathrm{C}_2\omega} \Rightarrow \mathrm{R} = \frac{1}{\mathrm{Q}_2\mathrm{C}_2\omega} - r$$

or $r = \dfrac{1}{\mathrm{Q}_1\mathrm{C}_1\omega}$ (1^{re} mesure), donc :

$$R = \frac{1}{Q_2 C_2 \omega} - \frac{1}{Q_1 C_1 \omega} \qquad (15)$$

4° Application à un condensateur imparfait.

a) Valeur de la résistance (dipôle série) : elle est donnée par la formule 15.

$$R = \frac{1}{Q_2 C_2 \omega} - \frac{1}{Q_1 C_1 \omega}$$

b) Valeur de la capacité (dipôle série) : dans le cas d'un condensateur $X = -\frac{1}{C\omega}$ donc,

$$-\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{C_2\omega} - \frac{1}{C_1\omega} \Rightarrow \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} \text{ soit}$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1} \qquad (16)$$

REMARQUES. — 1. Cette formule est identique à la formule 13 obtenue pour un condensateur supposé sans pertes.
2. L'impédance devant avoir un faible module, le montage série ne doit être utilisé que pour des condensateurs de grande capacité (supérieure à 470 pF).

c) Angle de pertes :

$$Q = \frac{1}{RC\omega} \Rightarrow \delta = \frac{1}{Q} = RC\omega$$

5° Équivalent parallèle du dipôle série. — Les relations 4 du chapitre 2 permettent de trouver les paramètres du dipôle parallèle équivalents à ceux du dipôle série.

2. Mesure d'impédances de grand module.

1° Principe. — L'impédance inconnue $\underline{Z}$ est représentée dans sa structure parallèle. Elle est montée en série avec un interrupteur K, l'ensemble étant aux bornes du condensateur C du Q-mètre (fig. 6.02) Une bobine étalon placée entre A et B ferme le circuit.
Le montage est dit « **montage parallèle** » et convient à la mesure de grandes impédances. Une faible impédance placée aux bornes de C le court-circuiterait pratiquement, donc modifierait par trop les valeurs de C et Q à la résonance. Les lectures seraient impossibles.

2° Mesures.

a) Premier accord, K ouvert : le circuit $\{ r,L,C \}$ est amené à la résonance à la fréquence f de mesure de $\underline{Z}$. On relève les valeurs de C_1 et Q_1 correspondantes, avec :

$$LC_1\omega^2 = 1 \quad \text{et} \quad Q_1 = \frac{L\omega}{r} = \frac{1}{rC_1\omega}$$

b) Deuxième accord, K fermé : toujours à la fréquence f, le nouveau circuit est amené à la résonance (tension maximale aux bornes de C). Soient C_2 et Q_2 les valeurs mesurées de C et Q.

3° Calcul de R et de X.

a) L'impédance $\underline{Z}$ est telle que :

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \underline{Y} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX}$$

b) Transformation du schéma : Afin que les calculs ne soient pas trop longs, nous allons transformer le schéma du montage (fig. 6.02) en un circuit n'ayant que des éléments en série.

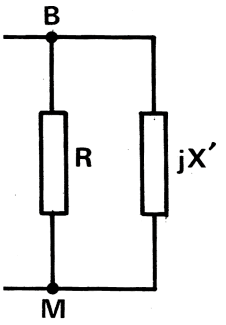


FIG. 6.03.

— Entre B et M, nous avons en parallèle (fig. 6.03) une résistance R, et une réactance jX' telle que

$$\frac{1}{jX'} = \frac{1}{jX} + jC_2\omega$$

soit

$$\frac{1}{X'} = \frac{1}{X} - C_2\omega$$

— Le facteur de qualité de l'impédance placée entre B et M est :

$$Q' = \frac{R}{X'}$$

que nous supposons grand devant l'unité.

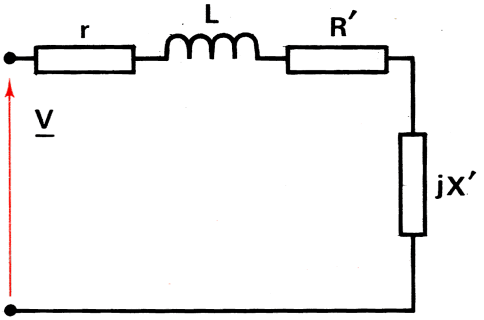


FIG. 6.04.

— L'impédance $\{ R, X' \}$ peut alors être remplacée par une impédance constituée d'éléments en série :

une résistance $R' = \dfrac{R}{Q'^2} = \dfrac{R}{\dfrac{R^2}{X'^2}} = \dfrac{X'^2}{R}$

et la réactance X' (inchangée puisque Q' est grand).

— Nous obtenons le schéma de la figure 6.04.

c) Condition de résonance : le module de l'impédance du circuit de mesure est :

$$\sqrt{(r+R')^2+(L\omega+X')^2}$$

Il est minimal pour $L\omega+X' = 0$.
La condition de résonance s'exprime ici par :

$$\boxed{L\omega+X' = 0}$$

d) Facteur de qualité : A la résonance, nous avons :

$$Q_2 = \frac{L\omega}{r+R'}$$

e) Calcul de X : La condition de résonance peut s'écrire :

$$X' = -L\omega = -\frac{1}{C_1\omega} \text{ (1}^{\text{er}}\text{ accord) ou } \frac{1}{X'} = -C_1\omega$$

soit $\dfrac{1}{X'} = \dfrac{1}{X} - C_2\omega = -C_1\omega$

d'où $\dfrac{1}{X} = C_2\omega - C_1\omega$

et :

$$\boxed{X = \frac{1}{\omega(C_2 - C_1)}} \qquad (17)$$

f) Calcul de R′ : De l'expression de Q_2 nous déduisons :

$$r+R' = \frac{L\omega}{Q_2} = \frac{1}{Q_2 C_1 \omega} \text{ avec } r = \frac{L\omega}{Q_1} = \frac{1}{Q_1 C_1 \omega}$$

(1er accord)

$$\text{et } R' = \frac{1}{Q_2 C_1 \omega} - r = \frac{1}{Q_2 C_1 \omega} - \frac{1}{Q_1 C_1 \omega} = \frac{1}{C_1 \omega}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right)$$

Donc : $$R' = \frac{Q_1 - Q_2}{C_1 \omega Q_1 Q_2}$$

g) Calcul de R :

$$R = \frac{X'^2}{R'} = \frac{\dfrac{1}{C_1^2 \omega^2}}{\dfrac{Q_1 - Q_2}{C_1 \omega Q_1 Q_2}} = \frac{Q_1 Q_2}{C_1 \omega (Q_1 - Q_2)}$$

$$\boxed{R = \frac{Q_1 Q_2}{C_1 \omega (Q_1 - Q_2)}} \qquad (18)$$

4° Application à un condensateur imparfait.

a) Valeur de la résistance (dipôle parallèle) : elle est donnée par la formule 18,

$$R = \frac{Q_1 Q_2}{C_1 \omega (Q_1 - Q_2)}$$

b) Valeur de la capacité (dipôle parallèle) : dans le cas d'un condensateur $X = -\frac{1}{C\omega}$ donc,

$$X = -\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{\omega(C_2 - C_1)} \qquad \text{soit}$$

$$\boxed{C = C_1 - C_2} \qquad (19)$$

REMARQUES. — 1. Cette formule est identique à la formule 14 obtenue pour un condensateur supposé sans pertes.
2. L'impédance devant avoir un grand module, le montage parallèle ne doit être utilisé que pour des condensateurs de faible capacité (inférieure à 470 pF).

c) Angle de pertes :

$$Q = RC\omega \Rightarrow \delta = \frac{1}{Q} = \frac{1}{RC\omega}$$

5° Équivalent série du dipôle parallèle. — Les relations 4 du chapitre 2 permettent de trouver les paramètres du dipôle série équivalent à ceux du dipôle parallèle.

3. Expérimentation.

1° Mesure des paramètres d'un condensateur de forte capacité. — A l'aide du montage de la figure 6.01, mesurer à diverses fréquences (de 100 kHz à 10 MHz) les paramètres R et C du condensateur étudié.

Dresser le tableau des valeurs :

f	C_1	Q_1	C_2	Q_2	C	R
100 kHz						
300 kHz						
1 MHz						
3 MHz						
10 MHz						

Tracer les courbes donnant R et C en fonction de la fréquence. Justifier leur allure à l'aide des relations 15 et 16.

2° Mesure des paramètres d'un condensateur de faible capacité. — A l'aide du montage de la figure 6.02, relever à diverses fréquences (de 100 kHz à 10 MHz) les paramètres R et C du condensateur étudié.

Dresser le tableau des valeurs :

f	C_1	Q_1	C_2	Q_2	C	R
100 kHz						
300 kHz						
1 MHz						
3 MHz						
10 MHz						

Tracer les courbes donnant R et C en fonction de la fréquence. Justifier leur allure à l'aide des relations 18 et 19.

7

BOBINES EN RADIOFRÉQUENCES

MESURE N° 5

1. Représentations d'une bobine en radiofréquences.

1° Paramètres réels. — La représentation d'une bobine en audiofréquences (fig. 7.01) n'est plus valable dans le domaine des radiofréquences. Il faut maintenant tenir compte des capacités entre spires.
Les paramètres réels d'une bobine en radiofréquences (R.F.) sont :

a) l'inductance réelle *l*.

b) la résistance réelle *r*,

c) la capacité répartie γ équivalente à l'ensemble des capacités entre spires.

Le schéma équivalent d'une bobine en R.F. (fig. 7.01) met donc en évidence *r*, *l*, γ (circuit antirésonnant). Nous poserons pour les calculs [1] :

$$q = \frac{l\omega}{r}$$

2° Pulsation de résonance. — Le dipôle équivalent à une bobine en R.F. apparaît comme un

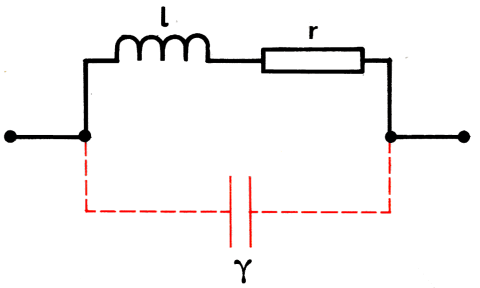


FIG. 7.01. — *Schéma équivalent d'une bobine en radiofréquences (paramètres réels).*

dipôle parallèle présentant une pulsation de résonance ω_0, telle que :

$$l\gamma\omega_0^2 = 1$$

Pour la pulsation ω_0, nous savons que ce dipôle est équivalent à une résistance pure. On dit que la bobine résonne à la pulsation ω_0 sur sa capacité répartie.

1. Attention, par suite de l'existence de la capacité répartie γ, cette valeur *q* n'est pas le facteur de qualité de la bobine.

3° Paramètres apparents. — Tant que la pulsation ω est inférieure à ω_0, le dipôle précédent (fig. 7.01) est à **prépondérance inductive.** Il peut alors être représenté par une inductance pure l_a en série avec une résistance pure r_a (fig. 7.02); l_a et r_a sont les **paramètres apparents série** de la bobine.

Nous retrouvons ici le schéma équivalent valable en audiofréquences, mais comme nous allons le montrer, les paramètres apparents dépendent de la fréquence.

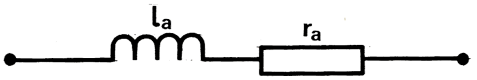


FIG. 7.02. — *Paramètres apparents.*

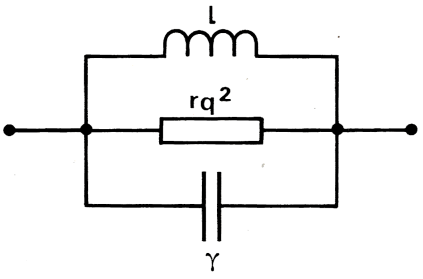


FIG. 7.03.

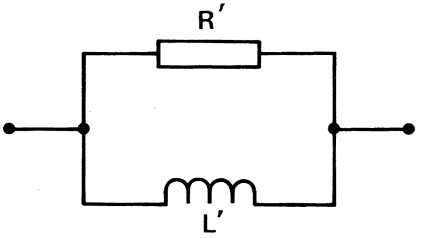


FIG. 7.04.

4° Relations entre paramètres apparents et paramètres réels.

Avertissement : *Afin d'éviter de longs calculs avec les nombres complexes, nous allons établir ces relations par transformations successives de schémas. Le dipôle réel (fig. 7.01) sera transformé en un schéma parallèle à trois éléments, puis en un schéma parallèle à deux éléments, et enfin en un schéma série à deux éléments que nous identifierons à celui de la figure 7.02.*

a) Supposons que la valeur de q soit grande devant l'unité et que la pulsation de fonctionnement reste très inférieure à ω_0 :

$$\begin{cases} q = \dfrac{l\omega}{r} \gg 1 \\ \omega \ll \omega_0 \end{cases}$$

Le dipôle réel (fig. 7.01) peut alors être remplacé par trois éléments en parallèle (fig. 7.03) :

— une inductance l (inchangée puisque $q \gg 1$).

— une résistance rq^2.

— une capacité γ.

b) L'admittance du dipôle de la figure 7.03 est :

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{rq^2} + \frac{1}{jl\omega} + j\gamma\omega = \frac{1}{rq^2} + \frac{1}{j}\left(\frac{1}{l\omega} - \gamma\omega\right)$$

$$= \frac{1}{rq^2} + \frac{1 - l\gamma\omega^2}{jl\omega}$$

Il peut alors être remplacé par :
une résistance $R' = rq^2$

et une inductance [1] $L' = \dfrac{l}{1 - l\gamma\omega^2} = \dfrac{l}{1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}$

associées en parallèle (fig. 7.04).

---

1. Rappelons que $l\gamma = \dfrac{1}{\omega_0^2}$

Le facteur de qualité de ce dipôle est :

$$q' = \frac{R'}{L'\omega} = \frac{rq^2}{l\omega} = \frac{rq^2}{l\omega}\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)$$

$$1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$$

$$q' = q\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)$$

Tant que $\omega \ll \omega_o$, q' reste grand devant l'unité et diffère peu de q.

c) Le dipôle parallèle de la figure 7.04 peut enfin être transformé en un dipôle série de paramètres l_a et r_a tels que :

$$l_a = L' = \frac{l}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

$$r_a = \frac{R'}{q'^2} = \frac{rq^2}{q^2\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} = \frac{r}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}$$

dont le facteur de qualité est :

$$q_a = \frac{l_a\omega}{r_a} = \frac{l\omega}{r}\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) = q'$$

d) Conclusion : en fonction de la pulsation, nous obtenons :

$$r_a = \frac{r}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}$$

$$l_a = \frac{l}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \qquad (20)$$

$$q_a = \frac{l\omega}{r}\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)$$

REMARQUE. — Les relations (20) montrent que r_a, l_a et q_a dépendent de la fréquence.

5° Variation des paramètres apparents avec la pulsation. — Rappelons encore une fois que les relations (20) ne sont valables que si $q \gg 1$ et $\omega \ll \omega_o$. Les variations de r_a, l_a et q_a en fonction de la pulsation sont résumées dans le tableau ci-dessous :

ω	0	↗	ω_o
r_a	r	↗	$+\infty$
l_a	l	↗	$+\infty$
q_a	0	↗ ↘	0

Les courbes donnant r_a, l_a, q_a sont représentées figure 7.05. Elles ne correspondent aux relations (20) que pour $\omega \ll \omega_0$ $\left(\text{par exemple } \omega < \frac{\omega_0}{10}\right)$ et $q \gg 1$ (par exemple $q > 10$).

2. Mesure des paramètres apparents.

La bobine est placée dans le circuit de mesure d'un Q-mètre (revoir chap. 5-§2). Lorsque le circuit est à la résonance à une fréquence f, nous relevons C et Q. Nous avons alors :

$$l_a = \frac{1}{C\omega^2}$$

$$q_a = Q$$

$$r_a = \frac{1}{QC\omega}$$

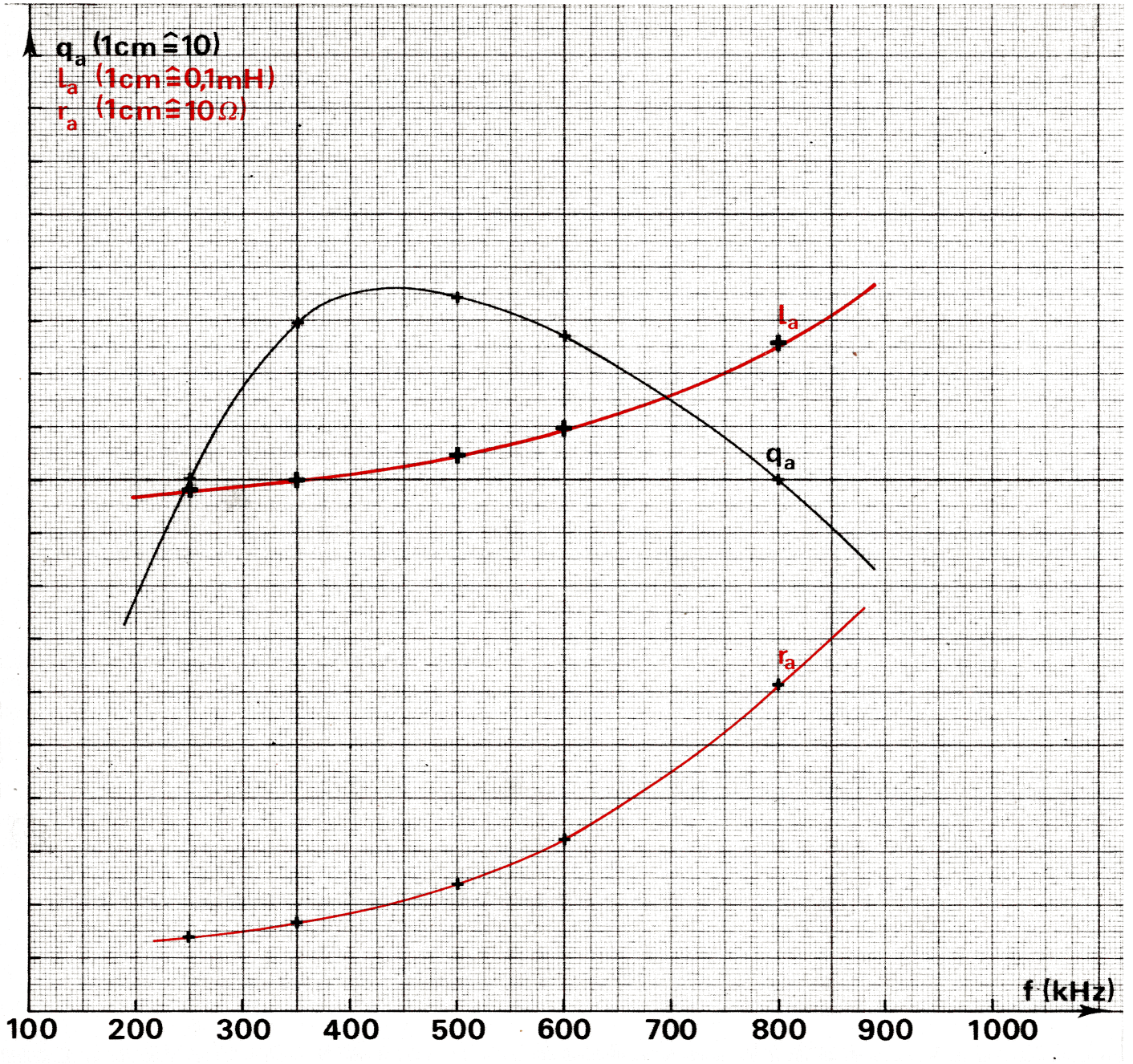


FIG. 7.05. — *Variations des paramètres apparents avec la fréquence.*

Remarque. — Connaissant r_a, l_a, q_a, les relations 20 permettent de calculer r, l, q.

3. Mesure des paramètres réels.

1° Méthode graphique.

a) Montage : la bobine à mesurer est placée dans le circuit de mesure d'un Q-mètre (fig. 7.06). Le théorème de Thévenin appliqué aux bornes de l'ensemble $\{l, r\}$ donne le schéma de la figure 7.07 [1].

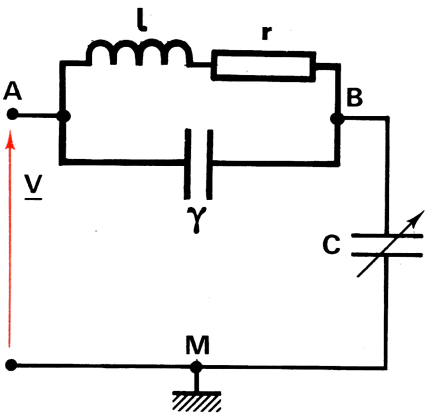


FIG. 7.06. — *Montage de mesure.*

b) Expression de f en fonction de C : à la résonance, nous avons :

$$l(C+\gamma)\omega^2 = 1$$

mais d'autre part :

$$l\gamma\omega_0^2 = 1$$

En divisant membre à membre ces deux équations, il vient :

$$\frac{l(C+\gamma)\omega^2}{l\gamma\omega_o^2} = 1$$

soit $$(C+\gamma)\omega^2 = \gamma\omega_o^2$$

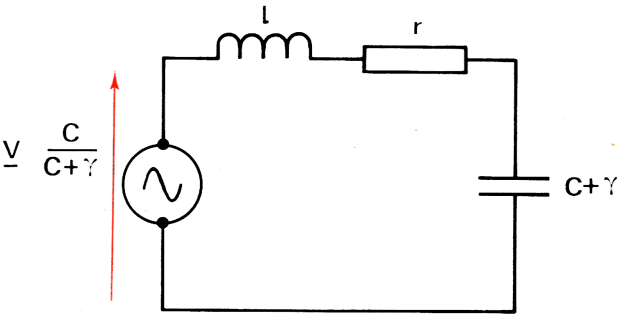


FIG. 7.07.

ou encore $$(C+\gamma)f^2 = \gamma f_o^2$$

et finalement $$\frac{1}{f^2} = \frac{C+\gamma}{\gamma f_0^2} = \frac{C}{\gamma f_0^2} + \frac{1}{f_0^2}$$

$$\boxed{\frac{1}{f^2} = \frac{C}{\gamma f_0^2} + \frac{1}{f_0^2}}$$

---

1. Le générateur de Thévenin qui alimente $\{l, r\}$ a pour paramètres :

$$\underline{E} = \underline{V}\,\frac{\frac{1}{j\gamma\omega}}{\frac{1}{j\gamma\omega}+\frac{1}{jC\omega}} = \underline{V}\,\frac{C}{C+\gamma}$$

$$\underline{Z} = \frac{\frac{1}{j\gamma\omega}\,\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1}{j\gamma\omega}+\frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{j\omega(C+\gamma)}.$$

Nous obtenons bien le schéma de la figure 7-07.

c) Courbe représentative : $\frac{1}{f^2}$ est donc une fonction affine de C. La courbe représentant $\frac{1}{f^2}$ en fonction de C est une droite (fig. 7.08) :

— d'ordonnée à l'origine $\frac{1}{f_0^2}$

— d'abscisse à l'origine $-\gamma$

— de coefficient directeur $\frac{1}{\gamma f_0^2} = 4\pi^2 l$.

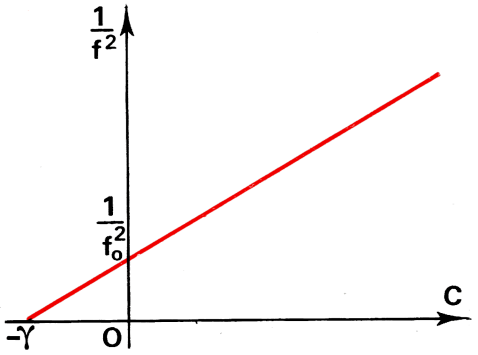


FIG. 7.08. — *Courbe représentative de* $\frac{1}{f^2}$ *en fonction de C.*

d) Déterminations graphiques : après avoir relevé à diverses fréquences f les valeurs de C donnant la résonance, il suffit de tracer la courbe donnant $\frac{1}{f^2}$ en fonction de C.

Le point d'intersection avec l'axe des ordonnées permet de trouver f_o, fréquence propre de résonance de la bobine sur sa capacité répartie et le point d'intersection avec l'axe des abscisses donne la capacité répartie γ. Le coefficient directeur donne l (il faut ici faire attention aux unités : l est en henrys si f est en hertz et C en farads).

e) Calculs complémentaires : cette méthode ne fournit pas r. La résistance réelle r de la bobine doit être déterminée par le calcul :

$$r = \frac{l\omega}{q}$$

A une fréquence f (pulsation ω) nous pouvons relever le facteur de qualité q_a du circuit. Nous savons que :

$$q_a = q\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)$$

or $\omega^2 = \frac{1}{l(C+\gamma)}$ et $\omega_0^2 = \frac{1}{l\gamma}$

$$\text{Donc } q_a = q\left(1 - \frac{l\gamma}{l(C+\gamma)}\right) = q\left(1 - \frac{\gamma}{C+\gamma}\right)$$

$$= q\,\frac{C}{C+\gamma}$$

soit $$q = q_a \frac{C+\gamma}{C}$$

La résistance est donc :

$$r = \frac{l\omega}{q_a \frac{C+\gamma}{C}}$$

Dans cette formule C, q_a et ω sont relevés sur le Q-mètre, l et γ sont déterminés graphiquement.

2° Mesure directe de f_0. — La bobine étudiée est placée sur le Q-mètre aux bornes du condensateur variable C et une bobine étalon complète le circuit (fig. 7.09). A la fréquence f_o, la bobine se comporte comme une résistance pure donc ne modifie pas la fréquence d'accord du circuit de mesure. C'est cette propriété qui est utilisée pour mesurer directement f_o.

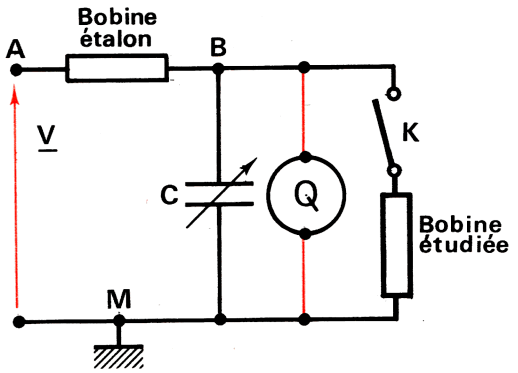


FIG. 7.09. — *Montage de mesure de* f_0.

L'interrupteur K étant ouvert, le circuit est amené à la résonance à une fréquence f_1 avec C = 300 pF, par exemple.
Fermons K, trois cas sont à envisager :

a) le circuit est toujours à la résonance, alors $f_1 = f_o$;

b) il faut augmenter C pour retrouver la résonance; c'est que la bobine est, à la fréquence f_1, à prépondérance inductive, donc $f_o > f_1$;

c) il faut diminuer C pour retrouver la résonance; c'est que la bobine est, à la fréquence f_1, à prépondérance capacitive et $f_o < f_1$.

Dans les cas *b* et *c* il faut prendre une nouvelle valeur f_2 de la fréquence plus grande que f_1 dans le cas *b*) et plus petite dans le cas *c*) et recommencer la mesure, K ouvert puis K fermé, et procéder par approximations successives jusqu'à l'obtention de f_o.

3° Mesure directe de la capacité répartie γ.

a) La fréquence f_0 est connue : Le circuit de la figure 7.06 est amené à la résonance à une fréquence f, pour une valeur C du condensateur variable du Q-mètre. Nous avons successivement :

$$l(C+\gamma)\omega^2 = 1$$

et $$l\gamma\omega_0^2 = 1$$

soit $$\frac{(C+\gamma)\omega^2}{\gamma\omega_0^2} = 1 \Rightarrow (C+\gamma)\omega^2 = \gamma\omega_0^2$$

ou $$C\omega^2 = \gamma(\omega_0^2 - \omega^2)$$

d'où $$\gamma = C\frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2} = C\frac{f^2}{f_0^2 - f^2}$$

b) La fréquence f_0 n'est pas connue : Le circuit de la figure 7.06 est amené à la résonance à deux fréquences f_1 et f_2. Soient respectivement C_1 et C_2 les deux valeurs d'accord du condensateur du Q-mètre. Cette méthode est appelée « **méthode du changement de fréquence** ».

Nous avons :

$$\left.\begin{aligned} l(C_1+\gamma)\omega_1^2 &= 1 \\ l(C_2+\gamma)\omega_2^2 &= 1 \end{aligned}\right\} \Rightarrow (C_1+\gamma)\omega_1^2 = (C_2+\gamma)\omega_2^2$$

ou $$(C_1+\gamma)f_1^2 = (C_2+\gamma)f_2^2$$

soit $$C_1f_1^2 - C_2f_2^2 = \gamma(f_2^2 - f_1^2)$$

et $$\gamma = \frac{C_1f_1^2 - C_2f_2^2}{f_2^2 - f_1^2}$$

Il est pratique de choisir deux fréquences f_1 et f_2 telles que $f_2 = f_1\sqrt{2}$. Alors

$$\gamma = \frac{C_1f_1^2 - 2C_2f_1^2}{2f_1^2 - f_1^2} = \frac{(C_1 - 2C_2)f_1^2}{f_1^2} = C_1 - 2C_2$$

$$\gamma = C_1 - 2C_2$$

4. Expérimentation.

1° Mesure des paramètres apparents d'une bobine. — Mesurer à diverses fréquences l'inductance apparente et la résistance apparente d'une bobine.

Dresser le tableau suivant :

f	C	q_a	l_a	r_a

Tracer les courbes donnant q_a, l_a, r_a en fonction de la fréquence. Vérifier que ces courbes ont bien l'allure de celles tracées figure 7.05.

2° Mesure des paramètres réels. — A l'aide du tableau de mesures précédent, tracer la courbe donnant $\frac{1}{f^2}$ en fonction de C. En déduire f_o, γ et l. Calculer q et r.

3° Calcul de r, l et q. — Pour deux fréquences différentes, et en utilisant les relations 20, calculer numériquement r, l et q. Comparer les résultats entre eux et avec les résultats du § 4-2°.

4° Mesure directe de f_0. — Pour la bobine étudiée, mesurer directement sa fréquence de résonance f_0. La comparer à la valeur déterminée plus haut.

5° Mesure directe de la capacité répartie. — En utilisant le montage de la figure 7.06, mesurer γ par la méthode du changement de fréquence. Comparer la valeur mesurée à celle déterminée ci-dessus.

8

QUADRIPOLES LINÉAIRES PUREMENT RÉSISTIFS

MESURE N° 6

1. Généralités.

1° Définition. — *a*) Un quadripôle est un ensemble d'éléments quelconques pris entre quatre bornes et quatre seulement. Ces quatre bornes sont réunies à des portions de circuits extérieurs et sont telles que les courants qui y aboutissent soient deux à deux égaux et de sens contraires (fig. 8.01).
Les deux bornes 1 et 1′ sont dites d'entrée; les deux autres (2 et 2′) sont les bornes de sortie.

b) **Un quadripôle est passif** s'il ne comporte que des éléments passifs : résistances, condensateurs, inductances. Il ne doit évidemment pas contenir de générateurs.

c) **Un quadripôle est linéaire** s'il ne comporte que des éléments linéaires, en particulier, il ne doit pas contenir de résistance non linéaire ni d'inductance avec fer saturable.

2° Conventions. — Les tensions et les courants sont orientés (fig. 8.01). Ces orientations sont arbitraires mais doivent naturellement être conservées d'un bout à l'autre de l'étude. Le choix que nous avons fait correspond aux sens des courants des transistors.

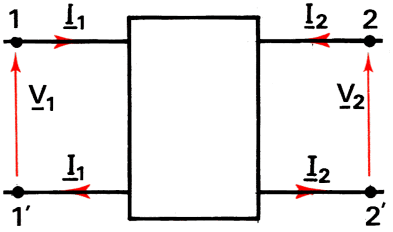


FIG. 8.01. — *Les conventions relatives au quadripôle.*

3° Remarque très importante. — Avec les conventions retenues, si une impédance $\underline{Z}_2$ est placée entre les bornes de sortie 2 et 2′ du quadripôle, la relation entre le courant et la tension doit s'écrire :

$$\underline{V}_2 = -\underline{Z}_2\underline{I}_2$$

4° Équations fondamentales. — Elles lient les deux grandeurs d'entrée $\underline{V}_1$, $\underline{I}_1$ et les deux grandeurs de sortie $\underline{V}_2$, $\underline{I}_2$. Il existe six façons de les écrire.

Nous choisissons :

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{Z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{12}\underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 = \underline{Z}_{21}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{22}\underline{I}_2 \end{cases}$$

REMARQUES. — 1. Les quatre paramètres $\underline{Z}$ sont appelés paramètres impédances du quadripôle.
2. Pour un quadripôle linéaire et passif, nous avons $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$ [1]. Cette égalité n'est plus vérifiée si le quadripôle contient des éléments actifs (générateurs, tubes, transistors).

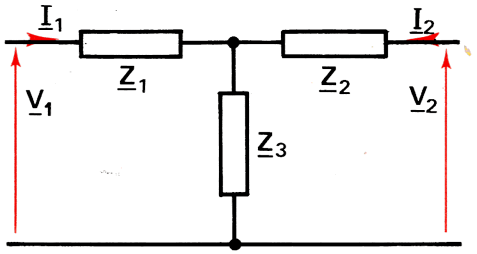


FIG. 8.02. — *Cellule en T.*

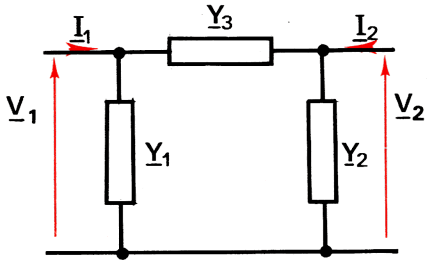


FIG. 8.03. — *Cellule en π.*

1. NIARD. Voir § 59, 3°. Circuits électriques, 1re F2 et F3. Masson et Cie, édit.

2. Propriétés d'un quadripôle.

La connaissance des propriétés d'un quadripôle n'est pas indispensable pour effectuer les mesures ci-dessous. Mais nous conseillons cependant de revoir le chapitre 14 des « Circuits Électriques ». Ceci permettra au lecteur de se familiariser avec la terminologie et les techniques de calcul utilisées ici.

3. Quadripôles équivalents en T et en π.

1° Quadripôle équivalent en T. — Tout quadripôle linéaire et passif (fig. 8.01) peut être remplacé par une cellule en T (fig. 8.02) formée de trois impédances $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ dont la disposition rappelle la lettre T. Lors de l'étude expérimentale d'un quadripôle, on se contente souvent de déterminer les impédances $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ de la cellule en T équivalente au quadripôle.

2° Quadripôle équivalent en π. — De même que ci-dessus, un quadripôle linéaire et passif admet toujours une cellule en π équivalente (fig. 8.03). Il est donc également possible de déterminer les admittances $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$, $\underline{Y}_3$ de la cellule en π équivalente. Ceci peut se faire directement (par des mesures) ou mathématiquement, en calculant $\underline{Y}_1$, $\underline{Y}_2$, $\underline{Y}_3$ en fonction des impédances $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ de la cellule en T équivalente. Les calculs peuvent être effectués directement ou par application du théorème de Kennely (« Circuits électriques », chap. 10).

4. Étude d'un quadripôle linéaire purement résistif.

1° Quadripôle étudié. — Nous utilisons une cellule en T ne comportant que trois résistances *a*, *b*, *c* (fig. 8.04) enfermées dans une boîte et accessible par quatre bornes : les bornes d'entrée 1 et 1′, les bornes de sortie 2 et 2′.

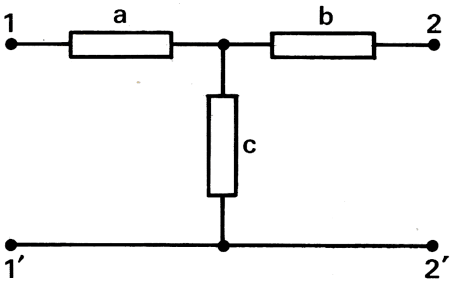


FIG. 8.04.

2° Détermination de *a*, *b*, *c*.

a) Résistance d'entrée à vide : c'est par définition le quotient $\frac{V_1}{I_1}$ lorsqu'aucune charge n'est placée à la sortie (fig. 8.05). Nous avons alors :

$$Z_{11} = R_{11} = \frac{V_1}{I_1} = a+c \qquad (1)$$

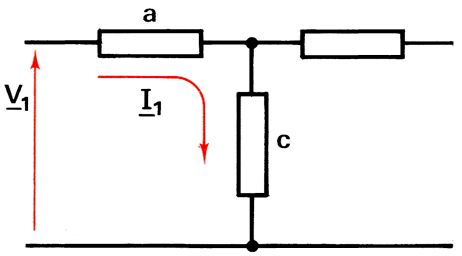


FIG. 8.05. — *Résistance d'entrée avec sortie ouverte.*

b) Résistance de sortie à vide : c'est par définition le quotient $\frac{V_2}{I_2}$ lorsque le quadripôle est alimenté entre 2 et 2′, aucune résistance (ou impédance) n'étant placée entre 1 et 1′ (fig. 8.06) :

$$Z_{22} = R_{22} = \frac{V_2}{I_2} = b+c \qquad (2)$$

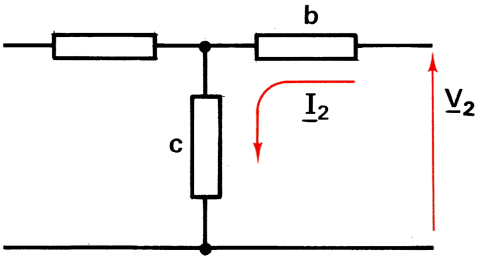


FIG. 8.06. — *Résistance de sortie avec entrée ouverte.*

c) Résistance d'entrée en court-circuit : c'est par définition le quotient $\frac{V_1}{I_1}$ quand la sortie est en court-circuit. Les résistances *b* et *c* sont alors en parallèle (fig. 8.07) :

$$R_{1cc} = \frac{V_1}{I_1} = a + \frac{bc}{b+c} \qquad (3)$$

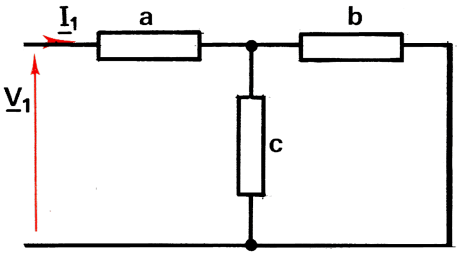


FIG. 8.07. — *Résistance d'entrée avec sortie en court-circuit.*

d) Calcul de *a*, *b*, *c* : La résolution du système formé par les équations (1), (2) et (3) permet de calculer les résistances *a*, *b* et *c* en fonction de R_{11}, R_{22}, R_{1cc} :

$$\begin{cases} R_{11} = a+b & (1) \\ R_{22} = b+c & (2) \\ R_{1cc} = a+\dfrac{bc}{b+c} & (3) \end{cases}$$

(1) et (2) peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} a = R_{11}-c & (4) \\ b = R_{22}-c & (5) \end{cases}$$

Portons ces valeurs dans (3) :

$$R_{1cc} = R_{11}-c+\frac{(R_{22}-c)c}{R_{22}-c+c}$$

soit $$R_{1cc} = R_{11}-c+\frac{cR_{22}-c^2}{R_{22}} = \frac{R_{11}R_{22}-c^2}{R_{22}}$$

En multipliant les deux membres par R_{22}, il vient :

$$R_{1cc}R_{22} = R_{11}R_{22}-c^2$$

$$c^2 = R_{11}R_{22}-R_{1cc}R_{22}$$

ou $$\boxed{c = \sqrt{R_{22}(R_{11}-R_{1cc})}}$$

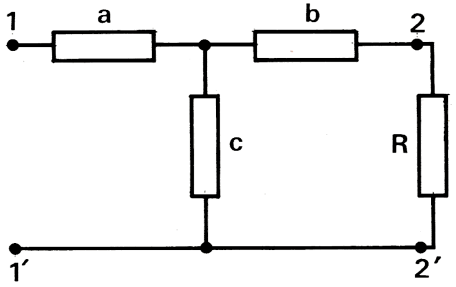


FIG. 8.08. — *Résistance d'entrée.*

Les équations (4) et (5) donnent *a* et *b* :

$$\boxed{a = R_{11}-c}$$

$$\boxed{b = R_{22}-c}$$

3° Impédance d'entrée. — Soit R la résistance de charge placée à la sortie (fig. 8.08). L'impédance d'entrée $\underline{Z}_1$ du quadripôle (impédance vue des bornes 1 et 1′) est :

$$\underline{Z}_1 = a+\frac{(b+R)c}{b+R+c} = R_1$$

C'est une résistance pure.
Lorsque R varie de zéro (court-circuit) à l'infini (circuit ouvert), la résistance d'entrée R_1 croît de $R_{1cc} = a+\dfrac{bc}{b+c}$ à $R_{11} = a+c$.
La courbe de la figure 8.09 représente les variations de R_1 en fonction de R pour $a = 2\,k\Omega$, $b = 6\,k\Omega$ et $c = 12\,k\Omega$.

4° Impédance caractéristique (ou itérative).

a) Définition : c'est une impédance $\underline{Z}_c$ telle que, placée à la sortie du quadripôle, l'impédance vue de l'entrée lui soit égale :

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_c$$

b) Calcul de $\underline{Z}_c$: la résolution de l'équation

$$\underline{Z}_1 = a+\frac{(b+\underline{Z}_c)c}{b+\underline{Z}_c+c} = \underline{Z}_c$$

permet de calculer $\underline{Z}_c$ en fonction de *a*, *b*, *c*.

En réduisant au même dénominateur, il vient :

$$a(b+c+\underline{Z}_c)+(b+\underline{Z}_c)c = \underline{Z}_c(b+\underline{Z}_c+c)$$

soit en ordonnant :

$$\underline{Z}_c^2-(a-b)\underline{Z}_c-(ab+ac+bc) = 0$$

ou $$\underline{Z}_c = \frac{a-b \pm \sqrt{(b-a)^2+4(ab+ac+bc)}}{2}$$

La quantité sous radical est positive, donc cette impédance n'a pas de partie imaginaire : **c'est une résistance pure** R_c et seule la valeur positive est à retenir :

$$\underline{Z}_c = R_c = \frac{a-b+\sqrt{(b-a)^2+4(ab+ac+bc)}}{2}$$

c) Mesure de R_c : Ayant relevé la courbe de variation de R_1 en fonction de R, la résistance caractéristique est à l'intersection de cette courbe et de la droite d'équation $R_1 = R$ (fig. 8.09). Graphiquement on trouve $R_c \approx 8{,}6\ k\Omega$.

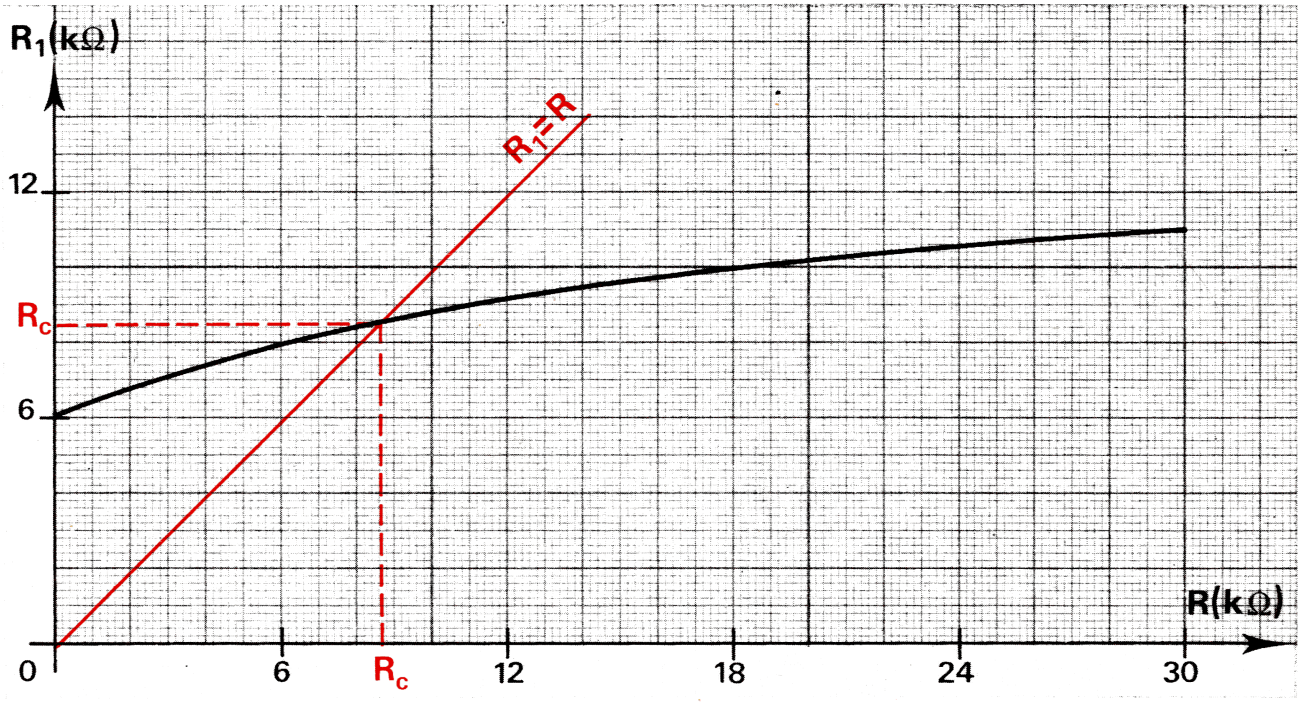


FIG. 8.09. — *Variations de R_1 avec R. Détermination graphique de R_c.*

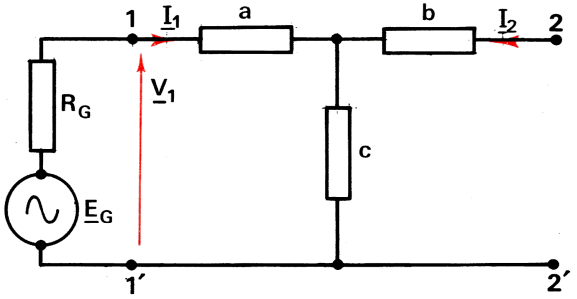


FIG. 8.10.

5° Impédance de sortie. — Le quadripôle étant alimenté par un générateur de f.é.m. $\underline{E}_G$ et de résistance R_G (fig. 8.10) l'impédance de sortie $\underline{Z}_2$ est l'impédance du générateur de Thévenin équivalent au quadripôle vu des bornes 2 et 2′.
Par application du théorème de Thévenin entre 2 et 2′, nous trouvons :

$$\underline{Z}_2 = b + \frac{(a+R_G)c}{a+R_G+c}$$

$\underline{Z}_2$ est réelle, c'est donc **une résistance pure** $\underline{Z}_2 = R_2$.
Lorsque R_G varie de zéro (court-circuit) à l'infini (circuit ouvert), la résistance de sortie R_2 croît de

$$R_{2cc} = b + \frac{ac}{a+c} \quad \text{à} \quad R_{22} = b+c$$

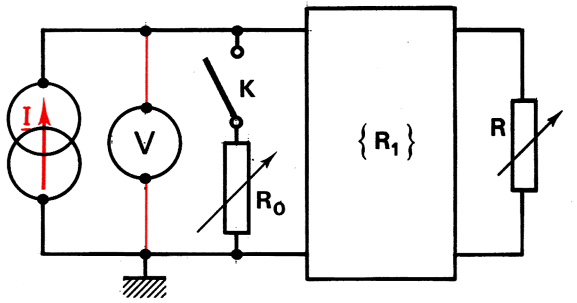


FIG. 8.11. — *Mesure de R_1 (attaque en courant).*

Pour le quadripôle déjà utilisé R_2 varie de 7,7 kΩ à 18 kΩ. La courbe représentative a même allure que celle tracée figure 8.09.

6° Puissance utile. — Si la tension $\underline{V}_1$ est maintenue constante, la puissance consommée dans la résistance de charge R (fig. 8.08) est maximale lorsque $R = R_2$ (voir § 66. Circuits électriques).

5. Méthodes de mesures.

1° Position du problème. — Le quadripôle étudié est utilisé en audiofréquences (1 000 Hz par exemple). Il s'agit de mesurer les résistances d'entrée (R_1, R_{11}, R_{1cc}) et de sortie (R_2, R_{22}) du quadripôle. Les méthodes de mesures de résistances étudiées en Classe de Première ne sont pas toutes valables. Notamment, l'emploi d'un ampèremètre est exclu (voir chap. 1, § 5-Remarque).
Les méthodes de mesures courantes utilisent une résistance étalonnée réglable servant de comparaison.

2° Mesure de la résistance R_1 d'entrée. — Les deux mesures qui suivent seront effectuées, avec une résistance R variable et en particulier, pour $R = 0$; $R = \infty$.

a) Le générateur d'alimentation est un générateur de courant : Une résistance étalonnée réglable R_o en série avec un interrupteur K est branchée en dérivation sur l'entrée du quadripôle (fig. 8.11). Un voltmètre électronique permet de mesurer la tension d'entrée.

— K ouvert, nous avons $\underline{V}_1 = R_1\underline{I}$,

— K fermé, R_1 et R_o sont en parallèle et :

$$\underline{V}_2 = \frac{R_o R_1 \underline{I}}{R_o + R_1}$$

soit :

$$\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} = \frac{R_o + R_1}{R_o} = 1 + \frac{R_1}{R_o}$$

Agissons sur R_o pour avoir $\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} = 2$, nous en déduisons $R_1 = R_o$

$$\underline{V}_1 = 2\underline{V}_2 \Rightarrow v_{1eff} = 2v_{2eff} \Rightarrow R_1 = R_0$$

b) Le générateur d'alimentation est un générateur de tension : La résistance étalonnée R_o est branchée en série avec le quadripôle (fig. 8.12). Le voltmètre peut être branché aux bornes du générateur (inverseur K en 1) ou aux bornes du quadripôle (K en 2).

— K en 1 : $\underline{V}_1 = \underline{E}$

— K en 2 : $\underline{V}_2 = \frac{R_1}{R_0 + R_1}\underline{E}$

soit $$\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} = \frac{R_o + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_o}{R_1}$$

Agissons sur R pour avoir $\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2} = 2$, nous en déduisons $R_1 = R_o$

$$\underline{V}_1 = 2\underline{V}_2 \Rightarrow v_{1eff} = 2v_{2eff} \Rightarrow R_1 = R_0$$

3° Mesure d'une résistance de sortie. — Avec un générateur de tension, alimentons le quadripôle par ses bornes de sortie. La méthode précédente (2° *b*) s'applique avec le montage 8.13.
Pour la mesure de R_{22} l'entrée est ouverte; pour la mesure de R_{2cc}, les bornes d'entrée sont court-circuitées; enfin pour la mesure de R_2, il faut les relier par une résistance R égale à la résistance interne R_G du générateur qui alimentera le quadripôle.

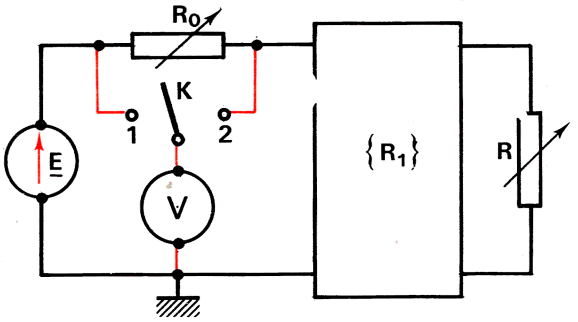


FIG. 8.12. — *Mesure de R_1 (attaque en tension)*

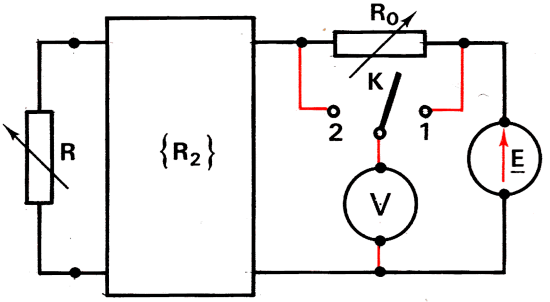


FIG. 8.13. — *Mesure de la résistance de sortie R_2*

6. Expérimentation.

1° Quadripôle étudié. — C'est un quadripôle en T purement résistif (fig. 8.14) :

$a = 6{,}8\ \text{k}\Omega, \quad b = 8{,}2\ \text{k}\Omega, \quad c = 12\ \text{k}\Omega$

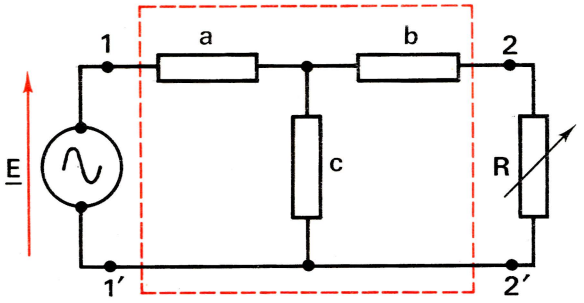


FIG. 8.14. — *Mesure sur un quadripôle.*

2° Mesure des paramètres *a*, *b*, *c*, du quadripôle. — A la fréquence $f = 1$ kHz, mesurer R_{11}, R_{22}, R_{1cc} et calculer les valeurs des résistances *a*, *b*, *c*.
Calculer numériquement la résistance caractéristique R_c.

3° Mesure de R_1. — Mesurer à 1 kHz la résistance d'entrée R_1 du quadripôle pour diverses valeurs de la résistance de charge R, R variant de 0 à 25 kΩ. Tracer la courbe donnant R_1 en fonction de R.
Déterminer graphiquement la valeur de R_1 telle que $R_1 = R$. Comparer cette valeur avec la résistance caractéristique R_c.

4° Mesure de R_2. — Mesurer la résistance de sortie R_2 du quadripôle en supposant $R_G = 0$ (générateur de tension parfait).

5° Puissance utile. — En maintenant la tension d'entrée constante $v_{1eff} = 1$ V ($f = 1$ kHz), relever les valeurs de la puissance P dépensée dans la charge R quand celle-ci varie.
La puissance P se calcule à partir de la tension v_{2eff} relevée aux bornes de R à l'aide d'un voltmètre électronique :

$$P = \frac{v_{2eff}^2}{R}$$

Porter les résultats dans un tableau :

$v_{1eff} = 1$ V		
R en kilohms	v_{2eff}	P
0	0	0
2,5		
5		
7,5		
10		
12,5		
15		
17,5		
20		
22,5		
25		

Tracer la courbe représentant les variations de P en fonction de R.
Déterminer la valeur de R donnant la puissance maximale.
Comparer cette valeur avec la valeur de R_2 déterminée précédemment (§ 6-4°).

9

CIRCUITS COUPLÉS PAR INDUCTANCE MUTUELLE

MESURE N° 7

1. Inductance mutuelle entre deux circuits.

1° Expression de la f.é.m. due à l'inductance mutuelle entre deux bobines. — Soient deux bobines B_1 et B_2 couplées par une inductance mutuelle de valeur M (fig. 9.01). Lorsqu'un courant alternatif sinusoïdal de valeur complexe $\underline{I}_1$ parcourt B_1, la bobine B_2 est le siège d'une f.é.m. mutuelle induite [1] :

$$\underline{E}_2 = -jM\omega\underline{I}_1$$

2° Expression de la loi des mailles. — Soient deux circuits couplés par inductance mutuelle (fig. 9.02). Le premier circuit (*primaire*) est soumis à la tension $\underline{V}_1$ délivrée par un générateur alternatif, tandis que le second (*secondaire*) ne possède aucun générateur « visible ». Le courant $\underline{I}_2$ qui y circule est dû à la seule f.é.m. mutuelle induite entre les deux circuits.

Appliquons la loi des mailles à chacun des deux circuits **en n'oubliant surtout pas les f.é.m. mutuelles** :

a) Primaire :

$$\underline{V}_1 - R_1\underline{I}_1 - jL_1\omega\underline{I}_1 - \frac{\underline{I}_1}{jC_1\omega} - jM\omega\underline{I}_2 = 0$$

b) Secondaire :

$$R_2\underline{I}_2 + jL_2\omega\underline{I}_2 + \frac{\underline{I}_2}{jC_2\omega} + jM\omega\underline{I}_1 = 0$$

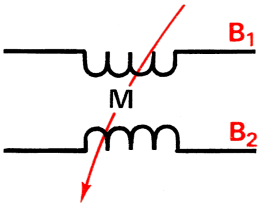


FIG. 9.01.

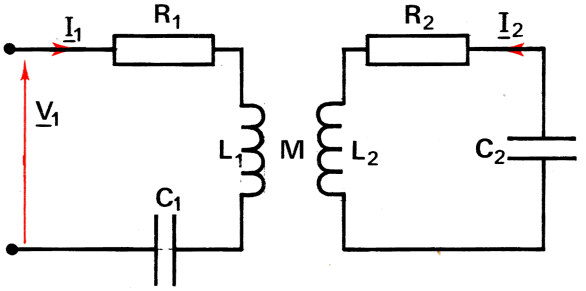


FIG. 9.02. — *Circuits couplés.*

1. Voir NIARD, Circuits électriques, 1re F_2 et F_3, § 49-3°. Masson et Cie. édit.

2. Mesure de l'inductance mutuelle entre deux bobines.

1° Mutuelle étudiée. — Nous utilisons deux bobines B_1 et B_2 identiques d'inductance L et de résistance r (L et r sont les paramètres du dipôle série équivalent à chaque bobine). Ces bobines sont serrées l'une contre l'autre axes confondus.

2° Méthodes de mesure de M.

a) Alimentons une des bobines (fig. 9.03) : le générateur alternatif délivre une tension $\underline{V}_1$ au circuit constitué par la bobine B_1 et une résistance étalonnée R ($R = 1\ k\Omega$). Le circuit secondaire étant ouvert, le courant $\underline{I}_2$ y est nul et la loi des mailles s'écrit :

$$\begin{cases} \underline{V}_1 - R\underline{I}_1 - jL\omega\underline{I}_1 - r\underline{I}_1 = 0, \\ \underline{V}_2 = jM\omega\underline{I}_1 \end{cases}$$

soit $\quad |\underline{V}_2| = M\omega|\underline{I}_1| \Rightarrow v_{2eff} = M\omega i_{1eff}$

ou $\quad \boxed{M = \dfrac{v_{2eff}}{\omega i_{1eff}}}$

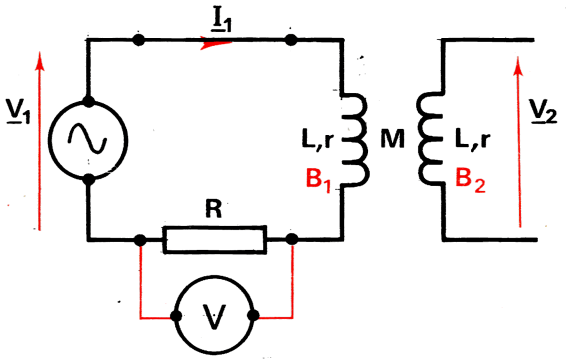


FIG. 9.03. — *Montage de mesure de M.*

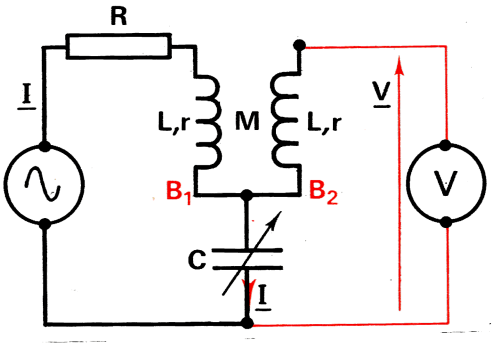


FIG. 9.04. — *Mesure de M à l'aide d'un condensateur.*

Un voltmètre branché aux bornes de B_2 mesure v_{2eff}. Branché aux bornes de R, ce même voltmètre mesure i_{1eff} en milliampères puisque $R = 1\ k\Omega$. Avec ces deux lectures, et connaissant ω, nous pouvons calculer M.

b) Mesure à l'aide d'un condensateur : Une des bobines B_1, en série avec une résistance R et un condensateur étalonné réglable C est alimentée par un générateur alternatif sinusoïdal de fréquence f (fig. 9.04). Le courant $\underline{I}$ circulant dans B_1 et C crée dans B_2 une f.é.m. : $-jM\omega\underline{I}$.

La tension $\underline{V}$ (fig. 9.04) s'écrit :

$$\underline{V} = jM\omega\underline{I} + \frac{\underline{I}}{jC\omega} = j\left(M\omega - \frac{1}{C\omega}\right)\underline{I}$$

Elle est nulle lorsque :

$$M\omega - \frac{1}{C\omega} = 0 \Rightarrow M = \frac{1}{C\omega^2}$$

Un voltmètre électronique mesure $v_{eff} = |\underline{V}|$. Réglons C pour avoir $v_{eff} = 0$. L'inductance mutuelle est alors :

$$M = \frac{1}{C\omega^2}$$

Il est aussi possible d'agir sur ω, en maintenant C constant.
Cette méthode n'est valable que dans la mesure où le courant circulant dans le voltmètre est nul, ou tout au moins négligeable devant $|\underline{I}|$. Ceci nécessite l'emploi d'un voltmètre électronique (d'impédance élevée : 1 à 10 MΩ).

REMARQUE. — Il existe des ponts de mesure d'inductance mutuelle (pont de Maxwell, pont de Carey-Foster...).

3. Mesures sur circuits couplés.

1° Étude du circuit primaire.

a) Montage : Dans le montage de la figure 9.03, introduisons en série une capacité C_1 réglable, le secondaire restant ouvert (fig. 9.05).

b) Équations de fonctionnement : Le courant du secondaire est nul et nous avons :

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \left[R + r + j\left(L\omega - \dfrac{1}{C_1\omega}\right)\right]\underline{I}_1 \\ \underline{V}_2 = jM\omega\underline{I}_1 \end{cases}$$

soit en valeurs efficaces :

$$v_{1eff} = \sqrt{(R+r)^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)^2}\, i_{1eff}$$

$$v_{2eff} = M\omega i_{1eff}$$

c) Résonance du primaire : La tension v_{1eff} étant maintenue constante, le courant i_{1eff} est maximal lorsque :

$$L\omega - \frac{1}{C_1\omega} = 0 \Rightarrow LC_1\omega^2 = 1$$

Alors, la tension v_{2eff} est elle-même maximale : **lorsque la déviation du voltmètre branché au secondaire** (fig. 9.05) **est maximale, le circuit primaire est à la résonance.**

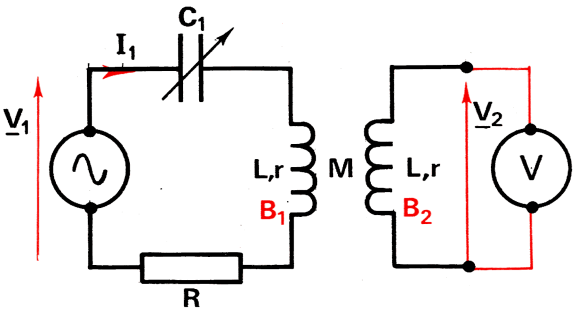


FIG. 9.05. — *Résonance au circuit primaire.*

2° Étude du circuit secondaire.

a) Montage : Fermons le secondaire sur un condensateur réglable C_2 et une résistance étalonnée R = 1 kΩ. Un voltmètre électronique branché

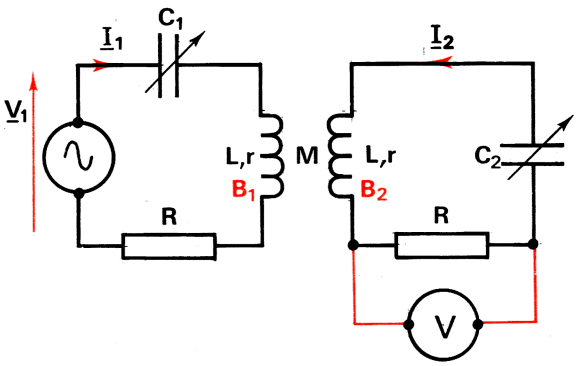


FIG. 9.06. — *Résonance du circuit secondaire.*

aux bornes de cette résistance permet de mesurer l'intensité efficace i_{2eff} du courant $\underline{I}_2$ circulant dans le secondaire (fig. 9.06).

b) Loi des mailles :

au primaire :

$$\left(R+r+j\mathrm{L}\omega+\frac{1}{j\mathrm{C}_1\omega}\right)\underline{I}_1+j\mathrm{M}\omega\underline{I}_2=\underline{V}_1$$

au secondaire :

$$\left(R+r+j\mathrm{L}\omega+\frac{1}{j\mathrm{C}_2\omega}\right)\underline{I}_2+j\mathrm{M}\omega\underline{I}_1=0$$

Lorsque le circuit primaire est **accordé sur la fréquence** f du générateur d'alimentation, ces équations se simplifient car $\mathrm{L}\omega=\dfrac{1}{\mathrm{C}_1\omega}$; en posant $R'=R+r$:

$$R'\underline{I}_1+j\mathrm{M}\omega\underline{I}_2=\underline{V}_1 \qquad (1)$$

$$\left(R'+j\mathrm{L}\omega+\frac{1}{j\mathrm{C}_2\omega}\right)\underline{I}_2+j\mathrm{M}\omega\underline{I}_1=0 \qquad (2)$$

c) Résonance du secondaire : Cherchons la valeur de C_2 qui rend i_{2eff} maximal.

De (1) nous tirons :

$$\underline{I}_1=\frac{\underline{V}_1-j\mathrm{M}\omega\underline{I}_2}{R'}$$

Portons cette valeur dans (2) :

$$\left(R'+j\mathrm{L}\omega+\frac{1}{j\mathrm{C}_2\omega}\right)\underline{I}_2+j\mathrm{M}\omega\frac{\underline{V}_1-j\mathrm{M}\omega\underline{I}_2}{R'}=0$$

soit :

$$\left(R'+j\mathrm{L}\omega+\frac{1}{j\mathrm{C}_2\omega}\right)\underline{I}_2+j\frac{\mathrm{M}\omega\underline{V}_1}{R'}+\frac{\mathrm{M}^2\omega^2\underline{I}_2}{R'}=0$$

et en ordonnant :

$$\left[R'+\frac{\mathrm{M}^2\omega^2}{R'}+j\left(\mathrm{L}\omega-\frac{1}{\mathrm{C}_2\omega}\right)\right]\underline{I}_2=-\frac{j\mathrm{M}\omega\underline{V}_1}{R'}$$

Prenons les modules des deux membres :

$$i_{2eff}\sqrt{\left(R'+\frac{\mathrm{M}^2\omega^2}{R'}\right)^2+\left(\mathrm{L}\omega-\frac{1}{\mathrm{C}_2\omega}\right)^2}=\frac{\mathrm{M}\omega}{R'}v_{1eff}$$

La tension v_{1eff} étant maintenue constante, le courant i_{2eff} est maximal pour :

$$\mathrm{L}\omega-\frac{1}{\mathrm{C}_2\omega}=0\Rightarrow\mathrm{LC}_2\omega^2=1$$

d) Conclusion : Avec le montage utilisé (primaire et secondaire identiques), i_{2eff} est maximal lorsque :

$$\mathrm{C}_2=\mathrm{C}_1=\frac{1}{\mathrm{L}\omega^2}$$

c'est-à-dire lorsque les deux circuits sont accordés sur la même fréquence f.

4. Expérimentation.

1° Réalisation de M. — Nous utilisons deux bobines à air identiques. Les deux bobines sont serrées l'une contre l'autre, axes confondus.

2° Mesure de M.

a) Réaliser le montage de la figure 9.03 avec $v_{1eff} = 8$ V, $f = 1$ kHz, $R = 1$ kΩ. Effectuer les mesures permettant de calculer M.
Calculer les incertitudes relative et absolue sur cette valeur.

b) En conservant les mêmes valeurs de v_{1eff}, f et R, réaliser le montage de la figure 9.04. Agir sur le condensateur étalonné réglable C pour avoir $\underline{V} = 0$. En déduire une nouvelle valeur de M. Calculer les incertitudes relative et absolue sur cette nouvelle détermination.

c) Comparer les deux résultats obtenus.

3° Mesures sur deux circuits couplés. — En maintenant $v_{1eff} = 8$ V, $f = 1$ kHz :

a) Réaliser le montage de la figure 9.05 et relever la courbe donnant v_{2eff} en fonction de C_1. Déterminer graphiquement la valeur de C_1 provoquant la résonance. Comparer cette valeur avec la valeur théorique :

$$C_1 = \frac{1}{L\omega^2}$$

b) C_1 ayant la valeur déterminée précédemment, réaliser le montage de la figure 9.06. Faire varier C_2 et relever la courbe représentative des variations de i_{2eff} en fonction de C_2.
Déterminer graphiquement la valeur de C_2 provoquant la résonance du circuit secondaire. Comparer cette valeur avec la valeur théorique :

$$C_2 = C_1 = \frac{1}{L\omega^2}$$

c) Les capacités C_1 et C_2 conservant les valeurs obtenues dans les réglages précédents, faire varier la fréquence f autour de 1 000 Hz (en conservant toujours $v_{1eff} = 8$ V). Relever la courbe $i_{2eff} = F(f)$.

10

TRANSFORMATEUR MONOPHASÉ (à 50 hertz)

MESURE N° 8

1. Mesure des résistances des enroulements.

Ces résistances sont très petites, le plus souvent inférieures à l'ohm, il nous sera donc possible d'en effectuer la mesure :

— par la méthode de comparaison,

— au pont de Wheatstone,

— par la méthode voltampèremétrique, montage aval.

Si la mesure est faite au début de la séance à la température ambiante t_o, les enroulements sont froids et les résultats devront être corrigés pour obtenir les valeurs à chaud à la température t_f :

$$\frac{R_f}{R_o} = \frac{1+at_f}{1+at_o}$$

Dans cette formule, **a** est le coefficient de température du métal constituant l'enroulement. Rappelons que ce coefficient est l'inverse d'une température; celle-ci s'exprimant en kelvin (K), **a** s'exprime en K^{-1}.

2. Détermination indirecte du rendement et de la chute de tension.

1° Essai à vide. — Un transformateur est à vide quand le secondaire ne fournit aucun courant.

a) Montage (fig. 10.01) :

— au primaire il faut mesurer la tension, le courant et la puissance,

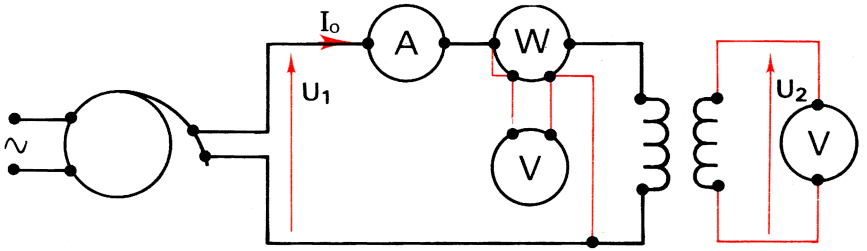


FIG. **10.01.** — *Essai à vide du transformateur.*

— au secondaire seule la tension est mesurée.

b) Informations déduites de l'essai :

— le rapport de transformation à vide :

$$m = \frac{U_{2o}}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

— le facteur de puissance à vide :

$$\cos \varphi_o = \frac{P_o}{U_1 I_o}$$

→ on en déduit $\sin \varphi_o$;

— *les courants actif et réactif :*

$$I_a = I_o \cos\varphi_o \quad \text{et} \quad I_r = I_o \sin\varphi_o$$

— *les pertes magnétiques* dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault ou **pertes dans le fer F.** Les pertes par effet Joule, produites à vide dans le seul enroulement primaire, sont toujours négligeables devant F (moins de 1 %), donc,

$$P_o = F + R_1 I_0^2 \approx F$$

— *la réactance de l'enroulement primaire :*

$$X_1 = \frac{U_1}{I_o \sin\varphi_o}$$

— *la résistance fictive* R_f équivalente aux pertes dans le fer :

$$R_f = \frac{U_1}{I_o \cos \varphi_o}$$

Le comportement du primaire à vide peut donc être traduit par deux éléments montés en parallèle et soumis à la tension U_1 (fig. 10.02).

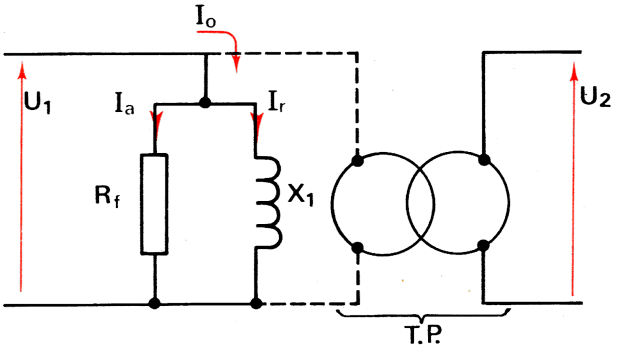


FIG. **10.02.** — *Schéma équivalent au transformateur à vide : un transformateur parfait (T.P.) ne consommant aucun courant est en parallèle avec* $\{R_f, X_1\}$.

c) Remarque : les pertes dans le fer sont proportionnelles au carré de la tension primaire U_1, elles ne dépendent pas du courant I_2 débité par le secondaire.

2° Essai en court-circuit. — Le secondaire est fermé sur un ampèremètre à très faible chute de tension.

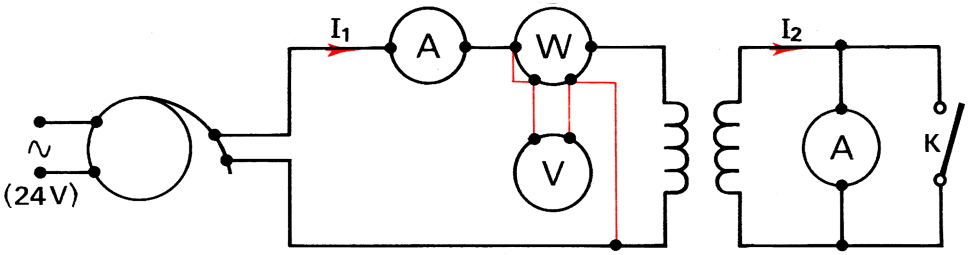


FIG. **10.03.** — *Essai d'un transformateur en court-circuit (le rôle de l'interrupteur K est expliquée au § 4.3° f).*

a) Montage (fig. 10.03) : La tension appliquée au primaire devant être très réduite et réglable, cet enroulement sera alimenté à travers un transformateur abaisseur (220/24 V) et un transformateur à tension réglable.

— au primaire, il faut mesurer la tension, le courant et la puissance;

— au secondaire, seul le courant est mesuré.

b) Informations déduites de l'essai :

— le facteur de puissance en court-circuit :

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{U_{1cc} I_1}$$

→ on en déduit $\sin\varphi_{cc}$,

— *l'impédance en court-circuit vue du primaire* [1] :

$$Z_p = \frac{U_{1cc}}{I_1}$$

— *les parties active et réactive de cette impédance :*

$$R_p = Z_p \cos\varphi_{cc} \quad \text{et} \quad X_p = Z_p \sin\varphi_{cc}$$

R_p est la résistance totale ramenée au primaire; X_p est la réactance totale de fuites ramenée au primaire.

— *les pertes dans le cuivre C :* l'essai en court-circuit se fait sous tension réduite, au plus 10 % de la tension nominale; les pertes dans le fer, proportionnelles au carré de la tension primaire, seront inférieures à 1 % de ce qu'elles étaient à vide et par conséquent négligeables devant C :

$$P_{cc} \approx C$$

— à titre d'information, nous pouvons vérifier que $\frac{I_1}{I_2} \approx m$

→ en court-circuit, un transformateur est presque parfait pour les courants.

c) Remarque : Les pertes dans le cuivre sont proportionnelles au carré du courant secondaire I_2. Pour une valeur donnée de ce courant, elles ne dépendent absolument pas de la tension appliquée au primaire (ni de la tension secondaire qui en résulte); en conséquence, **les pertes qui existeront en charge pour ce courant seront identiques à celles qui sont mesurées dans l'essai en court-circuit.**

d) Triangle de Kapp : Le comportement du transformateur en court-circuit peut être traduit par un schéma équivalent auquel correspond un graphique

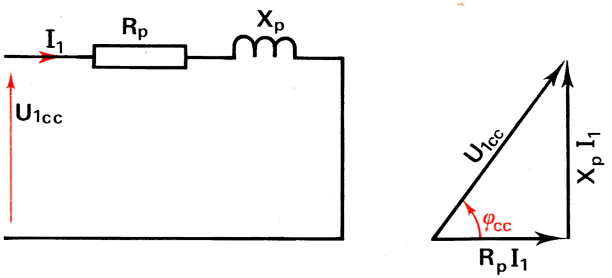


FIG. 10.04. — *Schéma équivalent et triangle de Kapp vus du côté primaire.*

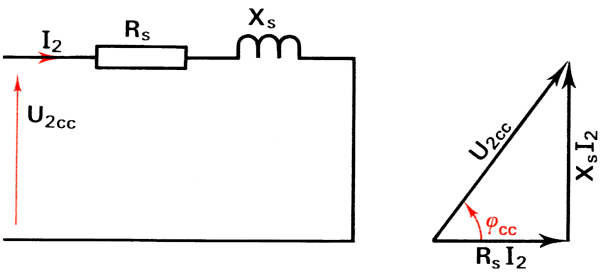


FIG. 10.05. — *Schéma équivalent et triangle de Kapp vus du côté secondaire.*

1. NIARD. — Machines électriques TF_2. Masson et C^{ie}, édit.

de tension appelé triangle de Kapp. Ce triangle donne les chutes de tensions, active et réactive, que le transformateur produira en charge pour le **même courant secondaire** (ou primaire). Schéma et triangle peuvent être tracés soit pour les éléments ramenés au primaire (fig. 10.04) soit pour les éléments ramenés au secondaire (fig. 10.05).

3° Diagramme de Kapp.

a) Son tracé est effectué dans l'approximation de Kapp : **le courant consommé à vide par le primaire est négligé.**

b) Ce diagramme permet de déterminer la tension primaire en fonction de la tension secondaire et inversement. Rappelons les égalités [1] :

(I) $\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + R_p\underline{I}_1 + jX_p\underline{I}_1$ (fig. 10.06)

avec $\underline{U}'_2 = -\dfrac{\underline{U}_2}{m}$

(II) $\underline{U}'_1 = \underline{U}_2 + R_s\underline{I}_2 + jX_s\underline{I}_2$ (fig. 10.07)

avec $\underline{U}'_1 = -m\underline{U}_1$; $R_s = m^2R_p$; $X_s = m^2X_p$

Si, par exemple, on se donne les paramètres U_2, I_2 et $\cos\varphi_2$ de fonctionnement du secondaire, le graphique de Fresnel (fig. 10.06 et 10.07) permet de trouver la tension U_1 qu'il faut appliquer au primaire. L'ensemble des constructions obtenues en faisant varier I_2 (ou φ_2) s'appelle « **diagramme de Kapp** ».

c) Chute de tension : **c'est la différence arithmétique entre la tension secondaire efficace U_{2o} qui existait à vide et la tension efficace U_2 qui existe en charge.**

$$\Delta U_2 = U_{2o} - U_2 = mU_1 - U_2 = U'_1 - U_2$$

Il lui correspond une chute de tension ΔU_1 ramenée au primaire :

$$\Delta U_1 = \frac{\Delta U_2}{m} = \frac{U_{2o}}{m} - \frac{U_2}{m} = U_1 - U'_2$$

4° Rendement. — Il peut être calculé à partir des données fournies par les deux essais précédents.

a) La puissance utile : On se donne les trois paramètres de fonctionnement au secondaire,

— la tension U_2

— le courant I_2

— le facteur de puissance, $\cos\varphi_2$.

La puissance utile est donc :

$$P_u = P_2 = U_2I_2\cos\varphi_2$$

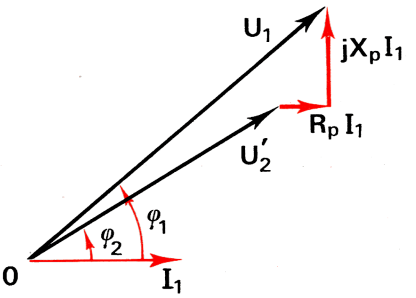


FIG. 10.06. — *Diagramme de Kapp au primaire.*

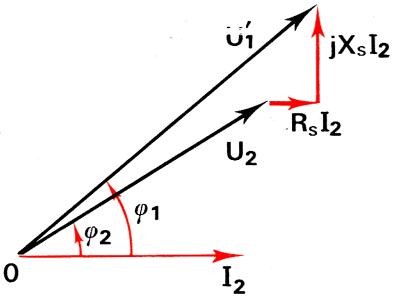


FIG. 10.07. — *Diagramme de Kapp au secondaire.*

1. NIARD. — Machines électriques, TF2. Masson et Cie, édit.

b) Les pertes :

— **Dans le fer** : pour la tension U_2 en charge choisie, nous déterminons par le diagramme de Kapp la tension U_1 qu'il faut appliquer au primaire. L'essai à vide donne les pertes correspondantes dans le fer.

— **Dans le cuivre** : pour le courant I_2 choisi, l'essai en court-circuit donne les pertes dans le cuivre.

c) La puissance absorbée par le primaire est la somme de la puissance utile et des pertes :

$$P_a = P_1 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 + F + C$$

d) Le rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos\varphi_2}{U_2 I_2 \cos\varphi_2 + F + C}$$

Rappelons que le rendement est maximal pour un courant secondaire tel que $C = F$.

3. Détermination directe du rendement et de la chute de tension par un essai en charge.

→ Cette détermination directe ne peut être effectuée que pour un transformateur de faible puissance nominale (quelques kVA au plus). Elle conduit à des résultats moins précis que la détermination indirecte que nous venons d'étudier.

1° Montage (fig. 10.08). — La charge est constituée par un rhéostat en parallèle avec une bobine à noyau de fer réglable. Les mesures pourront ainsi être faites pour plusieurs valeurs du facteur de puissance.

2° Rendement. — Il est directement donné par le rapport des puissances mesurées :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}$$

3° Chute de tension. — Au secondaire c'est la différence arithmétique

$$\Delta U_2 = mU_1 - U_2$$

Il faut donc connaître le rapport de transformation $m = \frac{U_{2o}}{U_1}$ ou plus simplement la tension secondaire $U_{2o} = mU_1$ qui existe à vide avec la même tension primaire quand nous ouvrons K (fig. 10.08).

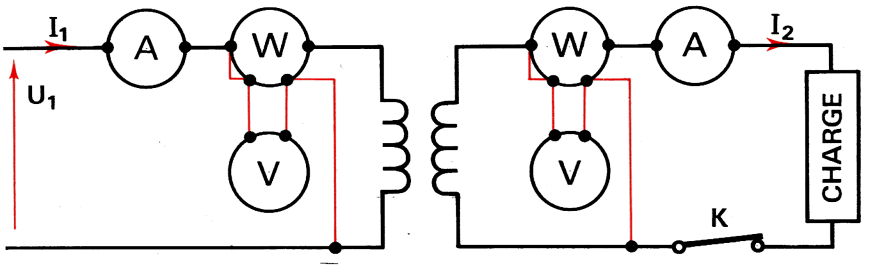


FIG. 10.08. — *Essai en charge.*

4. Expérimentation.

1° Mesure des résistances. — Nous donnons le montage pour la méthode de comparaison (fig. 10.09). Rappelons que l'appareil (voltmètre ou ampèremètre) utilisé pour la mesure de tensions doit avoir une résistance v telle que

$$v \gg R \qquad \text{et} \qquad v \gg X$$

2° Essai à vide. (revoir fig. 10.01).

a) Il doit être effectué pour plusieurs valeurs de la tension primaire, par exemple, pour 70 %, 80 %, 90 %, 100 % et 110 % de la valeur nominale U_{1N}; le primaire sera donc alimenté par le secteur à travers un transformateur à tension secondaire variable (« ALTERNOSTAT », « VARIAC », « RHÉOTOR »...).

Les résultats des mesures et des calculs seront disposés en tableau :

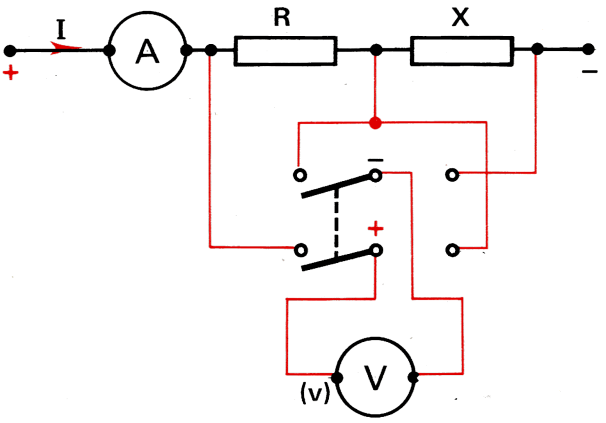
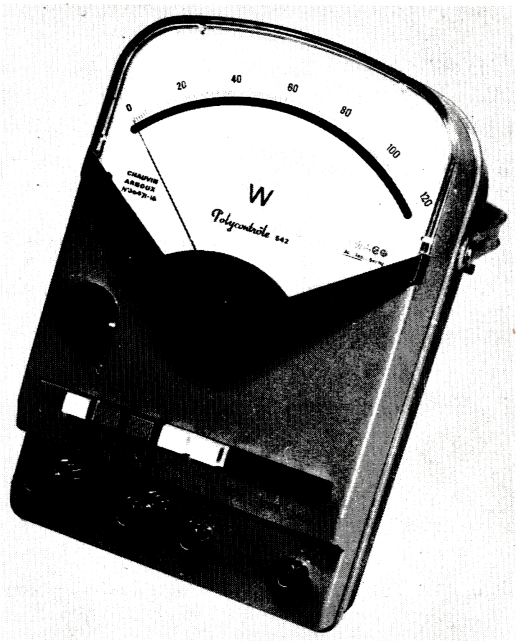


FIG. 10.09. — *Mesure d'une résistance par la méthode de comparaison.*

MESURES				CALCULS						
U_1 (V)	I_o (A)	P_o (W)	U_2 (V)	$m = \frac{U_2}{U_1}$	$\cos \varphi_o$	$\sin \varphi_o$	I_a	I_r	X_1	R_f

— Encadrer la ligne correspondant à la tension nominale.

— Vérifier que $R_1 I_0^2$ est absolument négligeable devant P_0 et que m est pratiquement constant.



(Photo Chauvin-Arnoux.)

FIG. **10.10.** — *Wattmètre à surcharge.*

b) Tracer en fonction de U_1 les courbes représentant les variations de I_0, P_0, $\cos \varphi_0$, I_a et I_r.

c) Remarque importante : Le facteur de puissance à vide est toujours très faible (0,2 à 0,1 et parfois moins), il en résulte de très mauvaises lectures au wattmètre.

EXEMPLE : Pour $U_1 = 220$ V; $I_0 = 0{,}3$ A et $\cos \varphi_0 = 0{,}1$ soit $P_0 = 6{,}6$ W, un wattmètre de 150 divisions utilisé sur les calibres 300 V et 0,5 A déviera de 6,6 divisions!
Il est donc pratiquement indispensable d'utiliser un wattmètre autorisant des surcharges importantes (fig. 10.10) pour retrouver une déviation acceptable.

3° Essai en court-circuit (revoir fig. 10.03).

a) Il doit être effectué pour plusieurs valeurs du courant secondaire, par exemple, pour $\frac{2}{4}$; $\frac{3}{4}$; $\frac{4}{4}$ et $\frac{5}{4}$ du courant nominal I_{2N}. Les résultats des mesures et des calculs seront disposés en tableau :

MESURES				CALCULS					
I_2 (A)	I_1 (A)	P_{cc} (W)	U_{1cc} (V)	$\cos \varphi_{cc}$	$\sin \varphi_{cc}$	Z_p	R_p	X_p	$\frac{I_1}{I_2} \approx m$

— Encadrer la ligne correspondant au courant nominal.

b) Tracer en fonction de I_2 les courbes représentant les variations de P_{cc}, U_{1cc} et $\cos\varphi_{cc}$.

c) Vérifier que Z_p, R_p et X_p sont pratiquement indépendants de I_2.

d) Calculer $Z_s = m^2 Z_p$, $R_s = m^2 R_p$ et $X_s = m^2 X_p$.

e) Vérifier que pour un courant I_2 donné (et la valeur correspondante de I_1), les pertes P_{cc} dans le cuivre sont supérieures à la valeur calculée des pertes par effet Joule $\{R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2\}$:

$$P_{cc} > R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \qquad (\text{avec } I_1 = m I_2)$$

la différence provient des pertes supplémentaires dans le cuivre.

f) **Remarque importante.** — La chute de tension dans l'ampèremètre placé au secondaire doit être négligeable devant la chute de tension dans l'enroulement secondaire sans quoi le court-circuit est imparfait. Pour le vérifier, court-circuiter cet ampèremètre : le courant primaire I_1 ne doit pratiquement pas varier.
Si I_1 varie trop (disons plus de 10 %), il faut effectuer les mesures avec un court-circuit franc au secondaire (sans ampèremètre) et calculer I_2 avec le relevé de I_1 et le rapport de transformation mesuré lors de l'essai à vide $I_2 = \dfrac{I_1}{m}$.

4° Essai en charge (revoir fig. 10.08). — La tension primaire restant constante, effectuer cet essai pour deux valeurs du facteur de puissance : $\cos\varphi_2 = 1$ et $\cos\varphi_2 = 0{,}7$ et pour quatre valeurs du courant secondaire : $\frac{2}{4}$; $\frac{3}{4}$; $\frac{4}{4}$ et $\frac{5}{4}$ de la valeur nominale I_{2N}.
Disposer les résultats des mesures et des calculs en tableau :

$U_1 = \text{Cte}$ $\quad \cos\varphi_2 = \text{Cte}$

Mesures au secondaire			Mesures au primaire		Calculs			
I_2 (A)	U_2 (V)	P_2 (W)	I_1 (A)	P_1 (W)	$\cos\varphi_1$	$U_{2o} = mU_1$	$\Delta U_2 = U_{2o} - U_2$	$\eta = \dfrac{P_2}{P_1}$

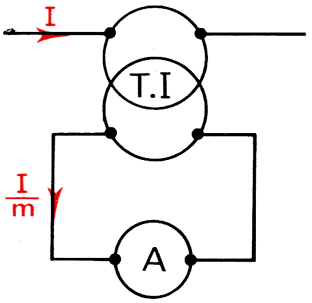


FIG. **10.11.** — *Le primaire du transformateur d'intensité (T.I.) prend la place de l'ampèremètre dans le circuit traversé par le courant I à mesurer.*

Vérifier que le rendement passe par un maximum quand C = F.

5° Pour le courant secondaire nominal et les deux valeurs du facteur de puissance, déterminer la chute de tension par le diagramme de Kapp et le rendement avec les relevés à vide et en court-circuit; comparer avec les résultats trouvés directement.

6° Utilisation d'un tranformateur d'intensité. — En alternatif, lorsque le calibre d'un ampèremètre est insuffisant, il faut utiliser un transformateur d'intensité (et non un shunt) pour pouvoir mesurer le courant. Nous en donnons le montage (fig. 10.11). Rappelons que le secondaire ne doit jamais être ouvert; il faut au contraire le court-circuiter avant de débrancher l'ampèremètre. Si le rapport des nombres de spires est $\frac{N_2}{N_1} = m > 1$, le courant secondaire est $\frac{I}{m} < 1$.

11

GÉNÉRATRICE A COURANT CONTINU

MESURE N° 9

1. Inducteurs et induit.

1° Repèrage des bornes. — La machine utilisée peut être de type shunt, à quatre bornes, ou de type compound, à six bornes. Il faut d'abord identifier les quatre bornes dont nous avons besoin : les deux bornes de l'induit et les deux bornes de l'inducteur de type shunt. Cette opération s'effectue avec un ohmmètre à pile de calibre 1 ou 10 Ω. La première opération à effectuer est l'appariement des bornes; pour cela, relier l'ohmmètre à deux bornes :

— l'aiguille dévie ⇒ les deux bornes sont celles d'un même circuit de la machine (inducteur ou induit);

— l'aiguille ne dévie pas (elle indique $R = \infty$) ⇒ les deux bornes appartiennent à deux circuits différents.

L'ohmmètre étant maintenant relié à deux bornes d'un même circuit :

a) la résistance lue sur l'ohmmètre est une centaine d'ohms ⇒ **les bornes sont celles de l'inducteur de type shunt**

b) la résistance lue est de l'ordre de un ohm : les bornes sont celles de l'induit s'il n'y a que quatre bornes sur la machine mais peuvent être celles de l'inducteur série si la machine a six bornes.

Pour lever l'indétermination, il faut balancer légèrement l'induit (le rotor) à la main, de deux choses l'une :

— ou l'aiguille de l'ohmmètre oscille

⇒ **les bornes sont celles de l'induit;**

— ou l'aiguille n'oscille pas

⇒ **les bornes sont celles de l'inducteur série.**

2° Mesure de la résistance de l'inducteur shunt. — L'inducteur shunt des machines utilisées dans les plateformes scolaires a une résistance *r* d'une centaine d'ohms; sa mesure pourra donc être effectuée par la méthode voltampèremétrique.

3° Mesure de la résistance de l'induit. — Entre les bornes extérieures, dites de l'induit, se trouvent en fait en série : l'induit proprement dit, les enroulements auxiliaires (compensation et commutation), les balais, le collecteur et aussi **la résistance de contact glissant** entre ces derniers. Cette résistance de contact dépend fortement du courant qui la traverse :

IL FAUT MESURER LA RÉSISTANCE GLOBALE DE L'INDUIT (ENTRE BORNES EXTÉRIEURES) AVEC UN COURANT AUSSI VOISIN QUE POSSIBLE DE SA VALEUR NOMINALE.

Pour éviter un échauffement excessif entre balais et collecteur il faut balancer légèrement l'induit à la main. Dans ces conditions, la résistance entre bornes varie légèrement et les aiguilles des appareils de mesure vont osciller un peu; il faut donc utiliser une méthode de mesure dans laquelle les **lectures** des appareils **sont simultanées** : *la méthode voltampèremétrique avec le montage aval car la résistance de l'induit est faible* (de l'ordre de 1 Ω).

4° Travail à effectuer. — Après avoir repéré les bornes de l'induit et de l'inducteur (shunt), mesurer les résistances.

REMARQUE. — Ces résistances varient avec la température de la machine. Celle-ci n'atteint sa température d'équilibre t_f qu'après plusieurs heures (au moins deux) de fonctionnement à pleine charge. Si, faute de temps, il est impossible de réaliser cette condition, les résistances seront mesurées à la température ambiante t_0 et leur valeur à chaud sera calculée par la formule :

$$\frac{R_f}{R_0} = \frac{1 + at_f}{1 + at_0}$$

où $a(K^{-1})$ est le coefficient de température du métal qui constitue les enroulements.

2. Caractéristique à vide.

1° Rappelons que l'état d'une machine tournante à courant continu est défini par les valeurs prises par l'ensemble des quatre paramètres : VITESSE, COURANT INDUCTEUR, TENSION, COURANT INDUIT,

soit $\{n, i, U, I\}$

Si nous maintenons deux de ces paramètres à une valeur constante, nous pourrons étudier la fonction qui lie les deux autres paramètres et tracer la courbe associée.

2° Définition. — Les caractéristiques à vide sont parmi les courbes $U = f(i)$ tracées à vitesse constante (n) et à courant induit constant (I) celles qui correspondent à $I = 0$.
Notons que $I = 0 \Rightarrow U = E_v$ (E_v force électromotrice à vide).
Finalement une caractéristique à vide est la courbe représentant les variations de E_v en fonction de i quand la vitesse est invariable :

$$\mathbf{E_v = f(i) \quad à \quad n = Cte}$$

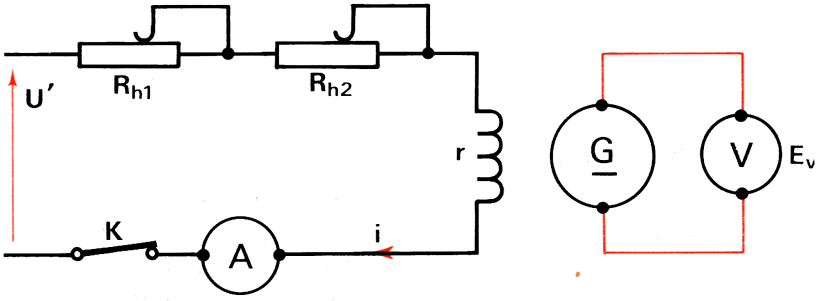


FIG. 11.01. — *Montage permettant le relevé de la caractéristique à vide.*

3° Montage [1] (fig. 11.01). — Une caractéristique à vide se trace **toujours** avec une excitation séparée **même si ultérieurement la machine doit être utilisée avec auto-excitation.** Une source auxiliaire délivrant une tension continue U′ est donc indispensable. Afin que le courant d'excitation puisse varier très largement et de façon presque continue, il faut prévoir en série avec l'inducteur des rhéostats (2 ou 3) de résistances judicieusement choisies.
Par exemple si l'inducteur a une résistance de 100 Ω, et si nous voulons que i varie dans un rapport 1 à 4, l'ensemble série des rhéostats devra avoir une résistance de 300 Ω; soit (valeurs indicatives); avec deux rhéostats :

$$R_{h1} = 240\ \Omega \qquad R_{h2} = 60\ \Omega$$

avec trois rhéostats :

$$R_{h1} = 200\ \Omega \qquad R_{h2} = 70\ \Omega \qquad R_{h3} = 30\ \Omega$$

REMARQUE. — Il est également possible de choisir un montage potentiométrique (fig. 11.02) avec ou sans rhéostat en série. Ce montage présente un gros avantage sur le précédent : à l'ouverture de l'interrupteur K, la force électromotrice auto-induite dans l'inducteur se manifeste à l'intérieur d'un circuit fermé et non sur les couteaux de l'interrupteur.

4° Travail à effectuer. — Une seule caractéristique à vide sera tracée et ce à **la vitesse nominale.**
Cependant, à cause de l'hystérésis magnétique, la courbe obtenue n'est pas tout à fait la même si nous faisons varier le courant d'excitation par valeurs croissantes et par valeurs décroissantes : il y a dédoublement de la courbe comme pour une courbe d'aimantation (fig. 11.03). Il nous faut donc prendre des précautions.

1. Pour le montage du moteur d'entraînement, se référer au chapitre suivant.

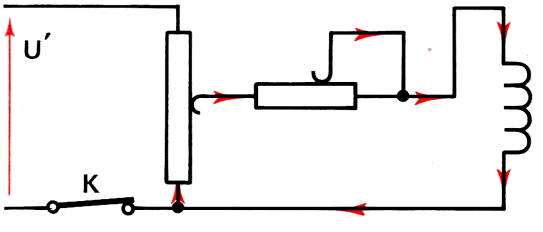


FIG. 11.02. — *Montage potentiométrique : la f.é.m. auto-induite se manifeste à l'intérieur du circuit fermé fléché en rouge.*

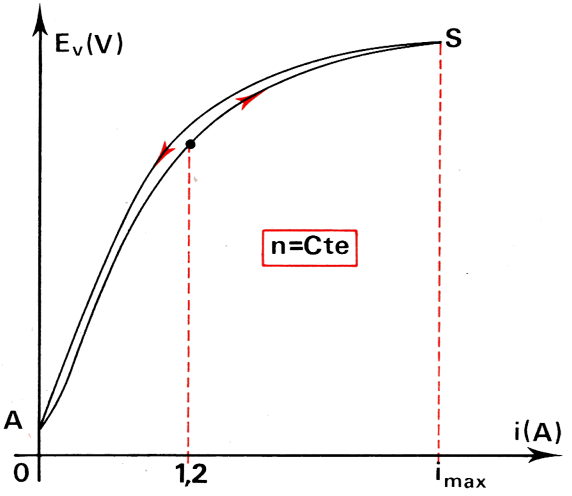


FIG. 11.03. — *La caractéristique à vide est dédoublée.*

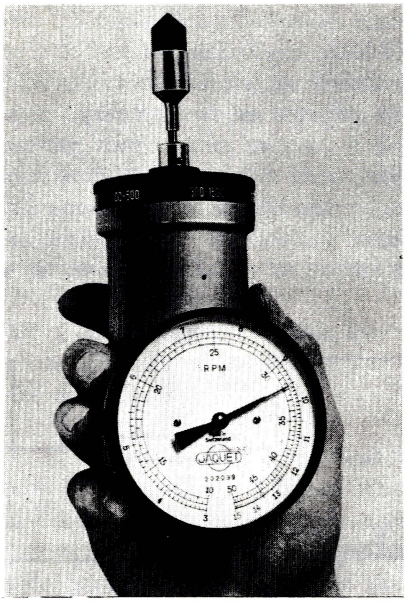


FIG. 11.04. — *Compte-tours mécanique.*

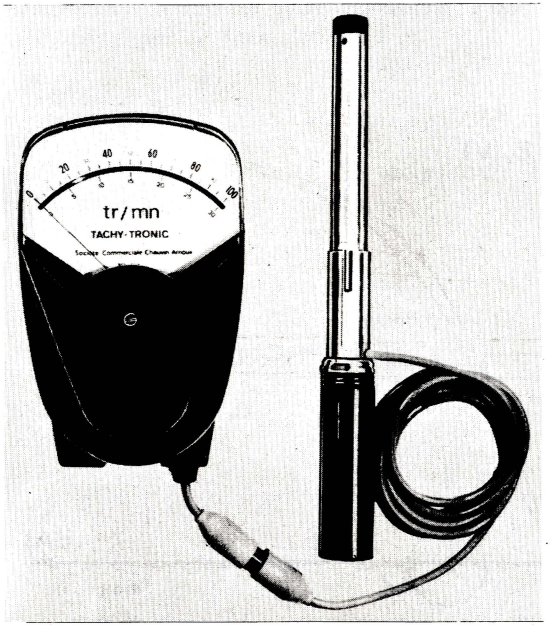


FIG. 11.05. — *Compte-tours électronique.*

— **Avant tout relevé,** pour que la courbe obtenue soit répétitive [1], il faut **stabiliser le cycle d'hystérésis** secondaire correspondant en ouvrant puis en fermant plusieurs fois de suite l'interrupteur K avec les rhéostats en court-circuit (fig. 11.01), ou le potentiomètre au maximum (fig. 11.02). Le courant i passe ainsi de zéro à i_{max} (maximum possible) et inversement.

— Au cours des relevés il ne faudra jamais, **sous aucun prétexte,** revenir en arrière, c'est-à-dire à une valeur de courant qui aurait été dépassée par mégarde. Par exemple, si au cours du relevé à courant croissant, la valeur 1,2 A a été « brûlée » (fig. 11.03), pour la retrouver de manière correcte, il faut continuer à augmenter i jusqu'à i_{max}, puis le diminuer jusqu'à zéro et enfin l'augmenter à nouveau jusqu'à la valeur 1,2.
La courbe dédoublée est un cycle qui ne peut être parcouru que dans un seul sens :

RELEVÉ DU CYCLE D'HYSTÉRÉSIS $\Rightarrow$ SENS UNIQUE DE PARCOURS

— Le relevé sera donc effectué pour les deux sens de variation du courant d'excitation; moyennant les précautions précédentes le choix du point de départ est sans importance : A ou S (fig. 11.03). La vitesse sera mesurée avec un compte-tours mécanique (fig. 11.04) ou électronique (fig. 11.05).

REMARQUE. — Il n'est pas toujours facile d'obtenir exactement la vitesse désirée n. Si une valeur de force électromotrice E'_v a été relevée à une vitesse n' légèrement différente de n, la valeur de la force électromotrice qui aurait été obtenue à la vitesse n est : $E_v = \frac{nE'_v}{n'}$ puisque pour une excitation i donnée, la f.é.m. est proportionnelle à la vitesse.

1. Elle doit pouvoir être obtenue à nouveau.

5° Courbe moyenne. — L'exploitation ultérieure de la courbe sera simplifiée si elle est unique; il faut donc tracer une courbe moyenne entièrement comprise entre les deux parties de la courbe dédoublée (fig. 11.06).

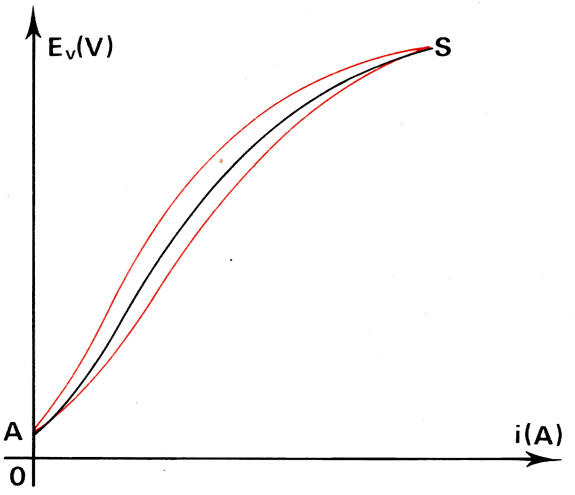


FIG. 11.06. — *Courbe moyenne. Pour la clarté de la figure, le dédoublement a été fortement accentué.*

3. Caractéristique en charge avec excitation indépendante.

1° Définition. — Les caractéristiques en charge sont les courbes $U = f(I)$ tracées à **vitesse et à courant d'excitation constants.** Nous tracerons celle qui correspond à la **vitesse nominale** et qui passe par le **point de fonctionnement nominal** $\{I_N, U_N\}$ de la génératrice :

vitesse $= n_N$ **courant induit** $= I_N$ **tension** $= U_N$

2° Montage (fig. 11.07). — Un seul rhéostat $\left(R_h \approx \frac{2}{3}r\right)$ devrait suffire pour le réglage de l'excitation. La charge R_c est constituée par un rhéostat capable de dissiper sans échauffement excessif les kilowatts qui lui seront fournis par la machine. Étant données les valeurs de U et de I, le montage

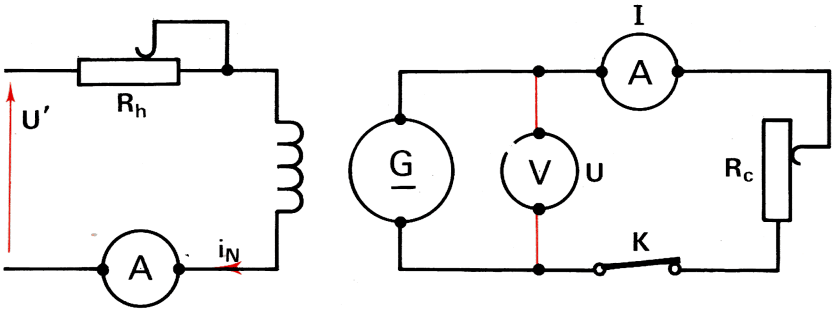


FIG. 11.07. — *Montage permettant le relevé de la caractéristique en charge. Le moteur d'entraînement n'est pas représenté, son propre montage est donné au chapitre 12.*

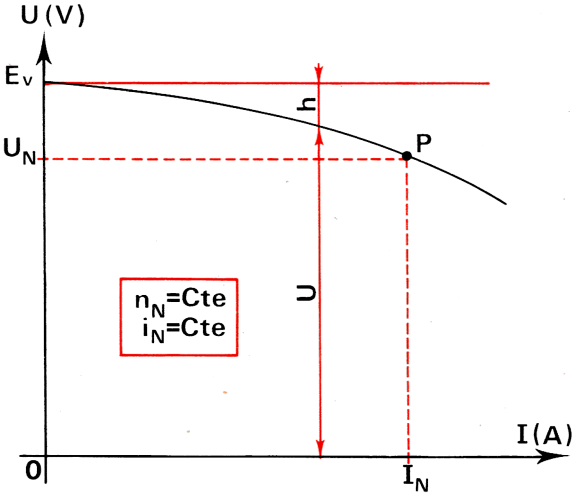


FIG. 11.08. — *Caractéristique en charge.*

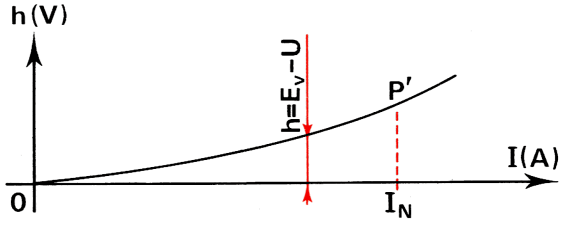


FIG. 11.09. — *Chute de tension totale.*

des appareils (ampèremètre et voltmètre) peut indifféremment être amont ou aval.
L'allure de la courbe est rappelée figure 11.08.

3° Courbe de chute de tension. — Pour la même vitesse et la même excitation nous avons relevé à vide une valeur $U_v = E_v$ et en charge pour un courant débité I une tension $U < E_v$. La différence entre les deux valeurs est la chute totale de tension :

$$h = E_v - U$$

Cette chute de tension est la somme de la chute ohmique $u = RI$ et de la réaction d'induit e :

$$h = e + RI$$

La courbe $U = f(I)$ permet donc le tracé de la courbe $h = g(I)$ (fig. 11.09) et, éventuellement celui de la courbe $e = \varphi(I)$.

4° Travail à effectuer.

a) La machine tournant à sa vitesse nominale fermer l'interrupteur de charge et par action sur les rhéostats d'excitation et de charge réaliser le point nominal $\{I_N, U_N\}$. Lorsque l'on charge la machine, la vitesse diminue et il est nécessaire de la retoucher. L'obtention du point nominal est délicate et nécessite des retouches successives de la valeur de la charge, de la vitesse et du courant d'excitation.
Le point nominal P étant enfin obtenu, relever la valeur i_N du courant d'excitation. Cette valeur devra rester rigoureusement constante pendant le tracé de la caractéristique en charge.

b) Ouvrir K (fig. 11.07) et rétablir la vitesse nominale. La génératrice est maintenant à vide et sa tension est $U_v = E_v$. Le couple de valeurs $\{i_N, E_v\}$ doit être retrouvé sur la caractéristique à vide tracée à la même vitesse.

c) Tracer la caractéristique en charge en augmentant progressivement le courant débité, en rétablissant la vitesse avant chaque relevé, et en veillant à ce que le courant d'excitation soit bien invariable. Quatre ou cinq points suffisent. Au cas où il serait impossible de rétablir exactement la vitesse, nous pourrons à la rigueur, rectifier les valeurs de U et de I en les supposant proportionnelles à *n*.

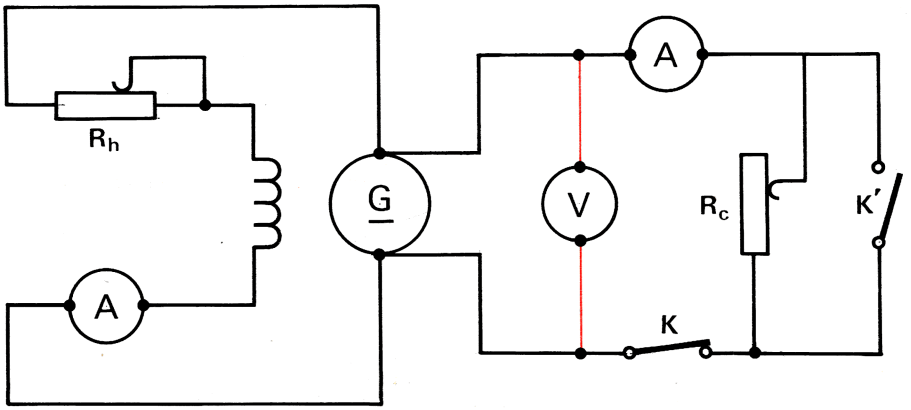


FIG. 11.10. — *Montage de la génératrice shunt.*

4. Caractèristique en charge avec excitation shunt.

1° Amorçage (revoir le cours de machines électriques).
L'inducteur étant en parallèle avec l'induit (fig. 11.10 avec K et K′ ouverts) et le rhéostat d'excitation en **court-circuit,** amener la vitesse de la génératrice au voisinage de sa valeur nominale. Si l'amorçage ne se produit pas [1], (il y a néanmoins, aux bornes de la machine, quelques volts dus au flux rémanent), c'est que le courant d'excitation tend à détruire ce rémanent. Pour y remédier, nous pouvons :

— soit inverser le sens de rotation,

— soit permuter les connexions entre l'induit et l'inducteur.

REMARQUE. — Si la machine a un sens de rotation imposé, il faut évidemment respecter cet impératif au préalable.

1. Nous passons sous silence ce qui relèverait du dépannage.

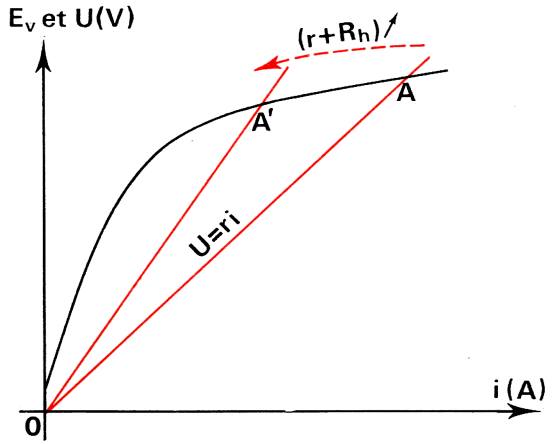


FIG. 11.11. — *Point de fonctionnement.*

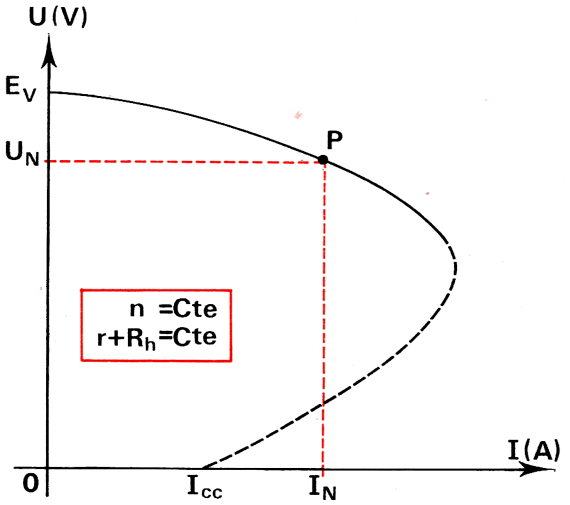


FIG. 11.12. — *Caractéristique en charge d'une génératrice-shunt.*

2° Point de fonctionnement. — Quand le rhéostat d'excitation est en court-circuit et la vitesse à sa valeur nominale, le point A de fonctionnement est à l'intersection de la caractéristique à vide tracée à cette vitesse et de la droite d'équation $U = ri$, dite « **droite des inducteurs** » (fig. 11.11). Une augmentation de la résistance du rhéostat d'excitation se traduit par un déplacement vers la gauche du point de fonctionnement (vers A′, fig. 11-11) et une diminution de la tension aux bornes de la génératrice.

3° Définition des caractéristiques en charge. — Les caractéristiques en charge sont les courbes $U = f(I)$ tracées à vitesse constante et **sans modification du circuit inducteur ($R_h + r$ = Cte).**
Nous tracerons celle qui correspond à la **vitesse nominale** et qui passe par le point de fonctionnement nominal $\{I_N, U_N\}$.

4° Courbe. — L'allure de la caractéristique en charge est rappelée figure 11.12. Pour un même courant débité I, la chute de tension est nettement plus grande qu'en excitation indépendante; la raison en est simple : une diminution de tension produit ici une diminution de courant inducteur et celle-ci entraîne une diminution de force électromotrice et par suite une diminution supplémentaire de tension. La génératrice à excitation indépendante au contraire fonctionnait à courant d'excitation constant donc à force électromotrice E_v constante aussi.

REMARQUE. — La partie en pointillés (fig. 11.12) correspond à un fonctionnement instable où la machine refuse la charge : le courant I et la tension U diminuent simultanément; il est même possible de court-circuiter la génératrice shunt sans aucun dommage.

5° Travail à exécuter.

a) La machine tournant à sa vitesse nominale, obtenir le point nominal $\{I_N, U_N\}$ par action sur le rhéostat d'excitation (fig. 11.10); quand ce point est obtenu, relever la valeur i_N du courant d'excitation.

b) Sans jamais retoucher au circuit d'excitation, relever quatre ou cinq points de la caractéristique en charge et en particulier le point d'ordonnée E_v en ouvrant l'interrupteur K et le point d'abscisse I_{CC} en fermant K′.

5. Construction de la caractéristique en charge.

1° Une construction [1], due à Picou, permet d'obtenir la caractéristique en charge d'une génératrice shunt sans effectuer d'essai. Elle nécessite la connaissance de deux courbes relevées à la même vitesse en excitation indépendante : la caractéristique à vide $E_v = f(i)$ et la courbe de chute de tension totale $h = g(I)$. Nous nous donnons en outre la somme $(r+R_h)$ des résistances du circuit inducteur; cette valeur nous permet de tracer la droite des inducteurs $U = (r+R_h)i$. Par exemple si $(r+R_h) = 80\ \Omega$ la droite passe par O et par le point de coordonnées (1 A; 80 V).

Le point A d'intersection (fig. 11.13 page 76) de cette droite et de $E_v = f(i)$ est le point de fonctionnement à vide, il donne la valeur E_v de la tension U à vide.

2° Construction. — Soit à déterminer la tension U qui existera aux bornes de la génératrice pour un courant I = 20 A.

— Tracer parallèlement à l'axe des tensions la droite Δ d'équation I = 20 A, elle coupe la courbe *h* en un point B.

— Par B mener la parallèle à l'axe des courants, elle coupe l'axe des tensions en C.

— Par C mener la parallèle à la droite des inducteurs, elle coupe la caractéristique à vide en D′ et en D.

— Par D mener la parallèle à l'axe des tensions, elle coupe la droite des inducteurs en F.

— Par F mener la parallèle à l'axe des courants, elle coupe la droite Δ au point K; ce dernier est le point (I, U) cherché.

Une construction analogue à partir de D′ donne le point K′ et une seconde valeur U′ de tension pour le même courant I. Ce point K′ est sur la partie de caractéristique en charge pour laquelle le fonctionnement est instable.
Nous avons déterminé onze points mais pour la clarté de la figure seules ont été tracées en **rouge** les constructions de K et de K′.

1. Cette construction est, à notre avis, à l'extrême limite du programme. Nous la donnons donc mais sans justification.

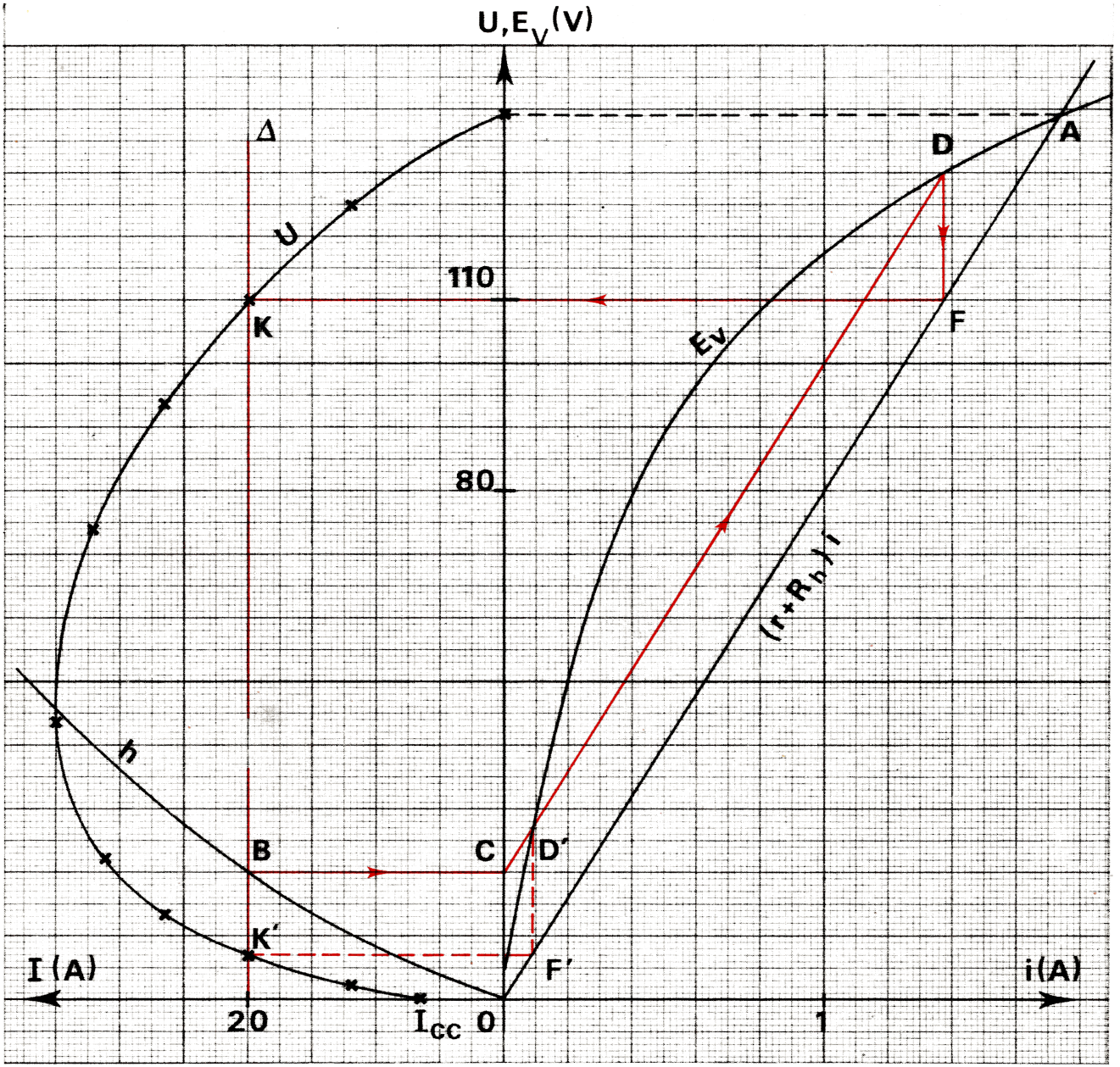


FIG. 11.13. — *Construction de Picou.*

12

MOTEUR A COURANT CONTINU AVEC EXCITATION SHUNT

MESURE N° 10

1. Montage.

1° Identification des bornes et mesure des résistances. — Le problème a été résolu dans le chapitre précédent.

2° Remarques préalables.

a) Il n'y a aucune différence entre les propriétés d'un moteur à excitation indépendante et celles d'un moteur shunt. La seule originalité de ce dernier est que la même source d'énergie électrique est utilisée pour l'induit et pour l'inducteur. Ces deux circuits pourraient être alimentés séparément (fig. 12.01).

b) Pour éviter l'apparition d'étincelles lors de l'ouverture de l'interrupteur K du circuit d'excitation, il est préférable d'effectuer le montage de la figure 12.02. Avec ce montage, à l'ouverture de K, la force électromotrice auto-induite se manifeste dans un circuit fermé et ne détériore pas les couteaux de l'interrupteur; le montage est dit « anti-inductif ».

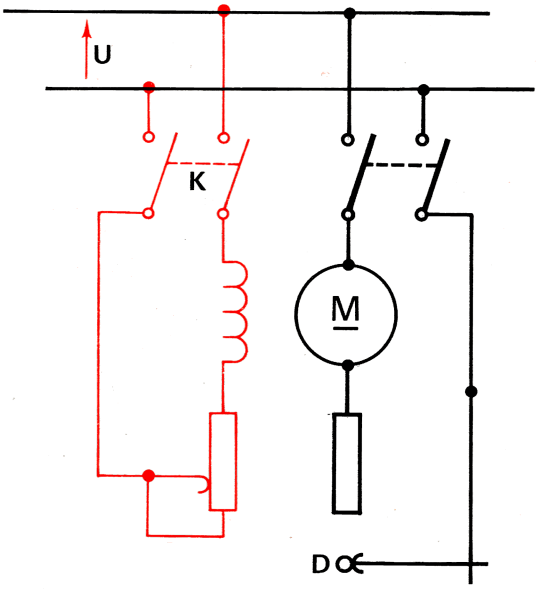


FIG. 12.01. — *Le moteur à excitation indépendante devient un moteur shunt si la même source de tension U est utilisée pour l'inducteur et l'induit.*

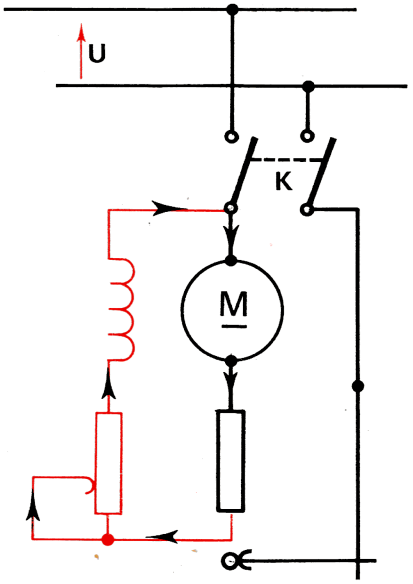


FIG. 12.02. — *Montage anti-inductif d'un moteur shunt. A l'ouverture la f.é.m. auto-induite se manifeste à l'intérieur du circuit fermé qui est fléché en noir.*

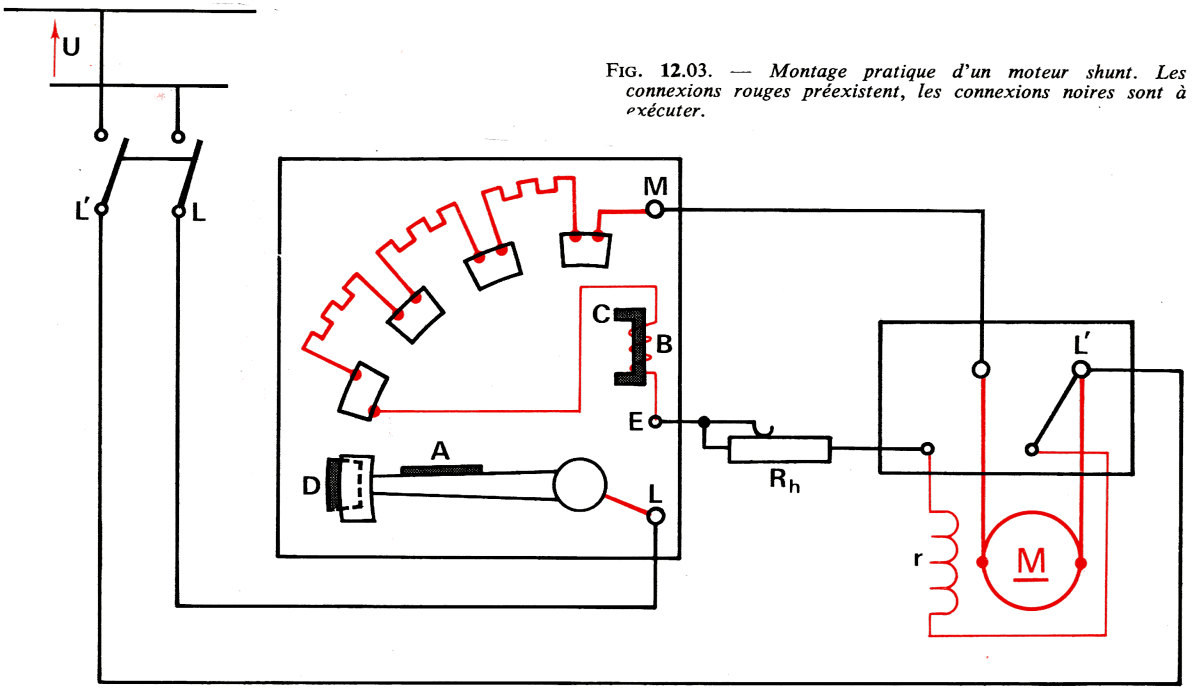


FIG. 12.03. — *Montage pratique d'un moteur shunt. Les connexions rouges préexistent, les connexions noires sont à exécuter.*

3° Montage pratique. — Rappelons qu'un moteur s'emballe si son induit est sous tension nominale alors que l'excitation est coupée [1]. Dans ces conditions, il est bon que le rhéostat de démarrage comporte une sécurité (fig. 12.03); en cas de suppression accidentelle du courant d'excitation, la bobine B n'est plus alimentée et l'électro-aimant C n'attire plus son armature A solidaire de la manette du rhéostat. Cette dernière est alors rappelée vers le plot mort D par un fort ressort, l'induit n'est plus sous tension et s'arrête. Le montage complet est donné figure 12.03; dans cette figure, les fils à brancher sont en noir.

4° Mise en route. — Quel que soit le rhéostat de démarrage disponible, pour que le démarrage s'effectue dans les meilleures conditions il faut :

a) que le courant d'excitation soit établi avant ou, à la limite, en même temps que le courant induit;

b) que le courant d'excitation ait la valeur la plus grande possible : tension d'excitation maximale, rhéostat d'excitation court-circuité.

2. Réglage à vide de la vitesse.

1° Formule. — La vitesse d'un moteur est liée aux autres paramètres par la relation $U = E' + RI$ avec $E' = Nn\Phi$ soit : $n = \dfrac{U - RI}{N\Phi}$.

Pour les petits moteurs utilisés dans les plate-formes scolaires :

— à pleine charge (I_N) la chute de tension RI_N ne dépasse pas 10 % de U;

— à vide, le courant absorbé I_v ne dépasse pas 10 % de I_N.

Finalement, la chute de tension RI_v à vide est inférieure [1] à 1 % de la tension U. Nous négligerons donc $RI_v \ll U$ et nous écrirons :

$$n \approx \frac{U}{N\Phi}$$

Si le moteur fonctionne à tension d'induit constante, la vitesse est inversement proportionnelle au flux. Ce flux varie dans le même sens que le courant d'excitation; ce dernier enfin est inversement proportionnel à la résistance totale $R_t = r + R_h$ du circuit inducteur si celui-ci est alimenté sous tension constante. Quand nous faisons croître la résistance du rhéostat d'excitation, nous avons la suite de variations :

$$R_h \nearrow \Rightarrow R_t \nearrow \Rightarrow i \searrow \Rightarrow \Phi \searrow \Rightarrow n \nearrow$$

→ la vitesse varie dans le même sens que la résistance R_h du rhéostat d'excitation.

2° Remarque. — La propriété que nous venons d'établir est valable en charge et il sera également possible dans ce cas d'obtenir un réglage de vitesse par action sur le rhéostat d'excitation. Toutefois n'oublions pas que, en outre, la vitesse variera spontanément avec la charge même si R_h reste constant (§ 3).

1. C'est la raison pour laquelle nous avons court-circuité la partie non utilisée des rhéostats d'excitation. En cas de mauvais contact au curseur, le circuit inducteur n'est pas interrompu.

1. Pour un moteur puissant (quelques centaines de kW). nous aurions : $RI_v < 0{,}1$ % U.

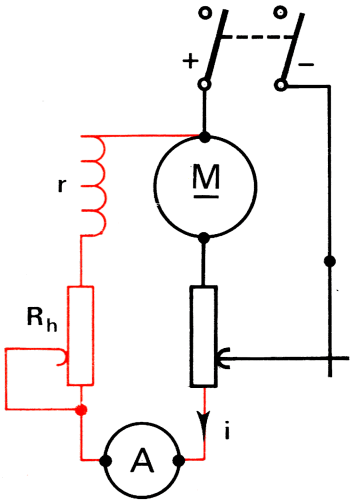


FIG. 12.04. — *Montage.*

3° Travail à effectuer. — Le montage (fig. 12.04) ayant été réalisé, relever la vitesse du moteur pour une demi-douzaine de valeurs de R_h. Relever également le courant d'excitation i. Nous pourrons ainsi tracer deux courbes :

$$n = f(i) \qquad \text{et} \qquad n = g(R_h)$$

L'allure sommaire de ces deux courbes est donnée figures 12.05 et 12.06.

ATTENTION, en aucun cas la vitesse ne doit dépasser la valeur maximale autorisée par le constructeur soit, le plus souvent, 120 % de la valeur nominale.

3. Caractéristique de vitesse en charge.

1° L'état d'un moteur est, comme celui d'une génératrice, défini par les valeurs prises par l'ensemble des quatre paramètres :

$$\{n;i;U;I\}$$

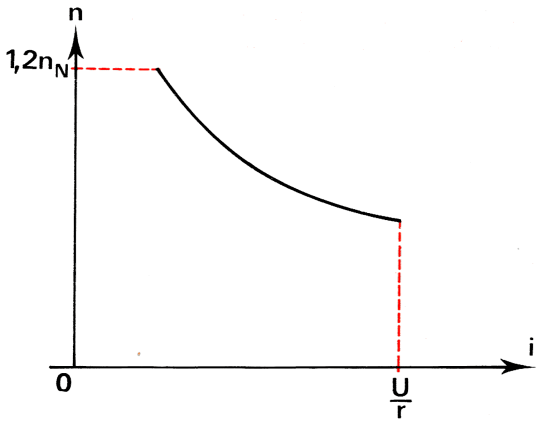


FIG. 12.05. — *Variations de la vitesse avecl e courant d'excitation.*

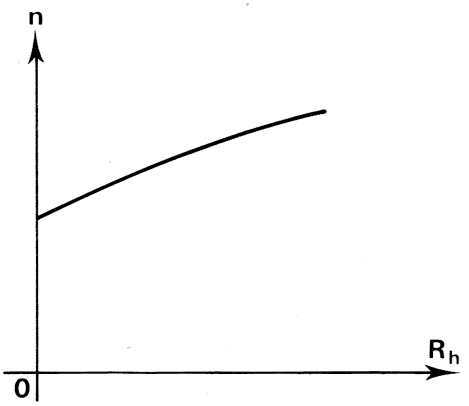


FIG. 12.06. — *Variations de la vitesse en fonction de R_h.*

2° Définition. — Les caractéristiques de vitesse sont les courbes $n = f(I)$ tracées sous une tension d'induit $U = Cte$ et avec un courant d'excitation $i = Cte$.
Nous tracerons la caractéristique qui correspond à la tension nominale U_N et qui passe par le point de coordonnées $\{n_N; I_N\}$. La valeur i_N du courant d'excitation sera donc imposée par ces conditions.

3° Formule. — La vitesse est $n = \frac{U - RI}{N\Phi}$. Puisque le courant d'excitation est constant, si la réaction d'induit est négligeable, le flux sera constant aussi et comme d'autre part U est constant, la seule variable de la formule est le courant I : la caractéristique théorique de vitesse est une droite. Entre le fonctionnement à vide, où I_v est très faible et pratiquement négligeable, et la pleine charge, où $I = I_N$, la vitesse varie entre deux limites :

$$\frac{U - RI_N}{N\Phi} \leqslant n \leqslant \frac{U}{N\Phi}$$

Comme RI_N représente moins de 10 % de U la vitesse à pleine charge diminue de 10 % à peine quand on passe d'une charge nulle à la pleine charge.
Si la réaction d'induit n'est pas négligeable, les variations de vitesse sont en général encore plus petites mais la courbe n'est plus tout à fait une droite.

4. Détermination du rendement par la méthode de séparation des pertes.

1° Bilan des pertes.

a) Pertes par effet Joule dans l'induit : elles sont calculables par la formule,

$$p_1 = RI^2$$

b) Pertes par effet Joule dans le circuit inducteur :

$$p_2 = (r + R_h)i^2$$

ATTENTION, ne pas oublier de tenir compte du rhéostat d'excitation : la résistance de ce dernier n'étant pas toujours bien connue, il est préférable d'écrire les pertes avec la tension u de la source qui alimente le circuit d'excitation, dans le cas du moteur shunt $u = U$:

$$p_2 = Ui$$

c) Pertes magnétiques et mécaniques : les pertes mécaniques varient avec la vitesse, les pertes magnétiques varient avec la vitesse et avec le flux (donc avec le courant d'excitation i) mais l'**ensemble** de ces pertes est à peu près **indépendant du courant** dans l'induit et c'est pourquoi cet ensemble est appelé, à tort, « **pertes constantes** ».

2° Détermination des pertes constantes. — D'après ce que nous venons de dire, pour une vitesse et un flux donnés, les pertes constantes auront pratiquement la même valeur quel que soit le courant induit I et **en particulier pour la valeur I_v du courant à vide.** Nous déterminerons donc les pertes dites constantes par un essai à vide et nous admettrons qu'elles auraient même valeur pour un courant I quelconque.

3° Essai à vide. — Le circuit inducteur étant alimenté séparément pour simplifier les calculs, à vide le moteur consomme :

$$P_v = U_v I_v$$

Si le moteur tourne effectivement à vide (il ne doit être accouplé à aucune autre machine) **il dissipe la totalité de cette puissance** sous forme de pertes mécaniques, magnétiques et par effet Joule dans l'induit :

$$P_v = U_v I_v = p_c + RI_v^2$$

Pratiquement RI_v^2 est toujours négligeable et

$$p_c \approx U_v I_v$$

4° Puissance absorbée. — C'est la somme des puissances fournies aux deux circuits induit et inducteur :

$$P_a = U(I+i)$$

5° Puissance utile. — Elle est calculée par différence :

$$P_u = U(I+i)—(RI^2+p_c+Ui) = UI—RI^2—p_c$$
$$= E'I—p_c$$

6° Rendement. — Il se trouve déterminé indirectement, sans que nous ayons mesuré la puissance utile.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{E'I—p_c}{UI+Ui}$$

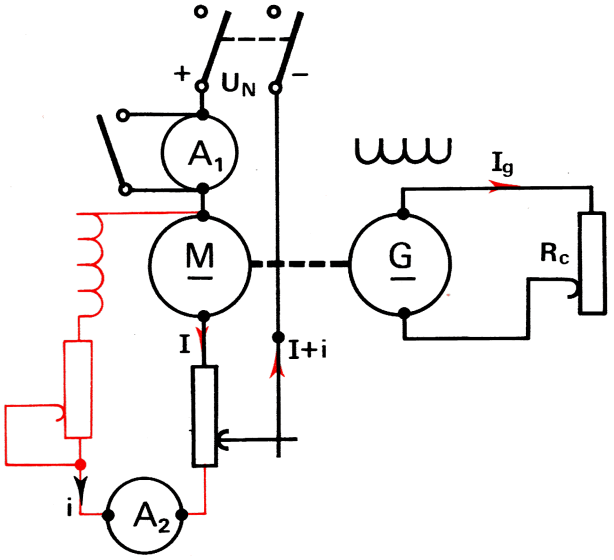


FIG. 12.07. — *Essai en charge. L'ampèremètre A_1 doit être court-circuité pendant le démarrage.*

5. Couple moteur.

1° Couple électromagnétique. — Il est égal au quotient de la puissance électromagnétique E'I par la pulsation ou vitesse angulaire ω :

$$T_{em} = \frac{E'I}{\omega}$$

2° Couple utile. — A cause des pertes magnétiques et mécaniques il est légèrement inférieur au précédent :

$$T_u = \frac{P_u}{\omega} = \frac{E'I—p_c}{\omega}$$

Rappelons que les couples s'expriment en **mètres-newtons** dont le symbole est **N.m.**

6. Expérimentation.

1° Essai en charge. — Le moteur (fig. 12.07) est chargé par une génératrice à excitation indépendante (ou shunt) qui débite dans un rhéostat de charge R_c. La diminution de la résistance R_c entraîne une augmentation du courant I_g débité par la génératrice donc de la puissance qu'elle fournit. Elle demandera donc davantage de puissance au moteur qui l'entraîne et, comme ce dernier fonctionne à tension d'induit constante, le courant I qu'il consomme augmentera. Si pour les forts courants I_g la tension de la génératrice diminue trop, il faudra augmenter son excitation.

2° Réglages. — Par la plaque signalétique du moteur nous connaissons sa tension nominale U_N mais nous ignorons la valeur du courant *i* d'excitation. Pour que la courbe $n = f(I)$ passe par le point nominal de coordonnées $\{I_N ; n_N\}$ nous devons charger le moteur jusqu'à ce qu'il consomme

le courant I_N et tourne à la vitesse n_N. Nous aurons à effectuer les opérations suivantes :

a) le moteur étant à vide, régler i pour avoir $n \approx 1{,}1 n_N$;

b) charger la génératrice jusqu'à ce que, pour le moteur, $I \approx I_N$; la charge produit une diminution de vitesse;

c) si nécessaire, retoucher alternativement l'excitation i du moteur et la charge de la génératrice jusqu'à l'obtention du point $\{I_N; n_N\}$.
→ l'excitation obtenue alors ne sera plus retouchée. Sa valeur est, par définition i_N et nous avons bien donné aux quatre paramètres leur valeur nominale : $\{n_N; i_N; U_N; I_N\}$.

3° Relevés. — Maintenant nous faisons varier la charge de la génératrice avec (pour le moteur) $U_N = \text{Cte}$ et $i_N = \text{Cte}$. Nous relèverons :

— à titre de contrôle la tension et le courant d'excitation;

— le courant I absorbé par le moteur,

— la vitesse de rotation n.

4° Courbe. — Les relevés permettent de tracer directement la caractéristique électromécanique de vitesse $n = f(I)$.

5° Essai à vide (fig. 12.08). — Pour déterminer les pertes constantes correspondant à un courant I donné, il faut mesurer à vide [1] $P_v = U_v I_v$ **avec la vitesse et le flux qui existaient en charge** pour ce courant I.

— La vitesse a été mesurée au 3°.
— Le flux n'est pas connu mais

$$E' = Nn\Phi \Rightarrow \Phi = \frac{E'}{Nn}$$

donc si nous avons en même temps la même vitesse et la même force contre-électromotrice, nous aurons le même flux. La f.c.é.m. est $E' = U - RI$ en charge, il faut réaliser $E' = U_v - RI_v$ à vide.
→ Pour avoir à vide les mêmes pertes constantes qu'à la charge I il faut appliquer au moteur une tension $U_v = E' + RI_v \approx E'$ (car $RI_v \ll E'$) et régler l'excitation [2] de façon à retrouver la même vitesse.

EXEMPLE : en charge nous avons mesuré :

$U = 230$ V; $I = 10$ A; $n = 1\,550$ tr/mn; de plus $R = 1\ \Omega$.

Nous avons $E' = 230 - 10 = 220$ V.
Il faut appliquer 220 V à l'induit et régler i pour retrouver $n = 1\,550$ tr/mn. Supposons que

$$I_v = 1{,}7 \text{ A}$$

donc $$p_c \approx U_v I_v = 220 \times 1{,}7 = 374 \text{ W}$$

Notons que $RI_v = 1{,}7 \ll 220$.

REMARQUE. — En principe, P_v doit être mesuré pour chaque couple de valeurs $\{n; E'\}$ correspondant aux différents I relevés dans l'essai en charge.

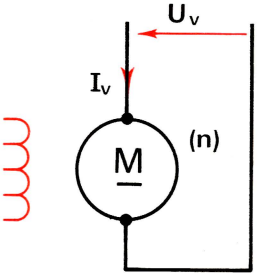


FIG. 12.08. — *Essai à vide. Le rhéostat de démarrage n'est pas représenté, il est néanmoins indispensable.*

1. Moteur découplé.

2. De préférence séparée (commodité de réglage).

6° Rendement et couple. — Nous avons maintenant tous les éléments qui permettent la détermination de ces deux grandeurs puisque RI^2 et Ui sont calculables.

7° Utilisation d'une génératrice tarée. — Si nous disposons en plateforme d'une génératrice dont le rendement est connu, nous pouvons nous dispenser de la mesure de p_c en remarquant que le rendement global du groupe « moteur-génératrice » est égal au produit des rendements de chaque machine :

$$\eta = \eta_m \times \eta_g$$

La connaissance de η et de η_g permet le calcul de η_m.

Le rendement global se détermine uniquement avec des mesures électriques :

$$\text{rendement global} = \frac{\text{puissance utile génératrice}}{\text{puissance absorbée moteur}}$$

La puissance utile de la génératrice est égale au produit $U_g I_g$ de sa tension par son débit; il faut donc mesurer ces deux grandeurs. Finalement le rendement global est :

$$\eta = \frac{U_g I_g}{U_m(I_m + i)}$$

Nous supposons que le rendement connu de la génératrice est le rendement de l'induit, l'excitation étant séparée.

13

PRINCIPES GÉNÉRAUX DES MESURES SUR LES AMPLIFICATEURS

1. Grandeurs caractéristiques d'un amplificateur.

Ces grandeurs ont été définies et calculées dans le cours d'électronique [1]. Nous nous contentons ici de rappeler les points essentiels servant aux mesures.

1° Amplifications. — Nous supposons (cas très fréquent) que la tension de sortie de l'amplificateur (fig. 13.01) est appliquée aux bornes d'une résistance de charge R. L'amplificateur est un quadripôle et nous prenons les mêmes notations (de tensions et de courants) sur les figures 13.01 et 8.01. La mesure directe de grandeurs complexes ($\underline{V}_1$, $\underline{V}_2$, $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$) n'est en général pas simple. Aussi se contente-t-on souvent de mesurer les modules (valeurs efficaces) de ces grandeurs.

Nous distinguons alors :

a) le module de l'amplification en courant :

$$A_i = \left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}\right| = \frac{i_{2eff}}{i_{1eff}}$$

b) le module de l'amplification en tension :

$$A_v = \left|\frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}\right| = \frac{v_{2eff}}{v_{1eff}}$$

1. Voir NIARD, Électronique TF_2, chap. 1. Masson et C^{ie}, édit.

c) l'amplification en puissance :

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = A_v A_i = \frac{v_{2eff} \cdot i_{2eff}}{v_{1eff} \cdot i_{1eff}}$$

C'est le rapport de la puissance moyenne P_2 fournie à la charge (puissance de sortie) à la puissance moyenne P_1 absorbée par le circuit d'entrée (puissance d'entrée).

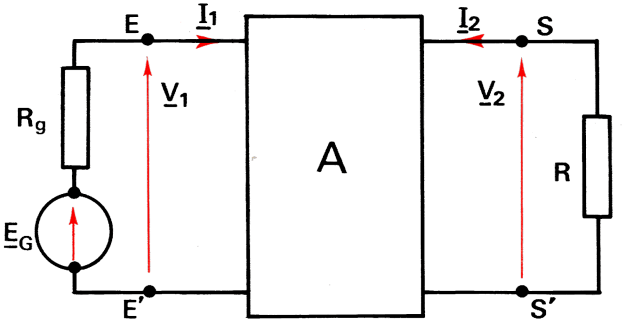


FIG. 13.01. — *Schéma de principe d'un montage amplificateur.*

2° Gains. — Nous rappelons leurs définitions :

a) Gain en courant : $G_i = 20 \lg A_i$

b) Gain en tension : $G_v = 20 \lg A_v$

c) Gain en puissance : $G_p = 10 \lg A_p$

3° Impédance d'entrée. — C'est le rapport $\underline{Z}_e$ de la tension d'entrée $\underline{V}_1$ et du courant d'entrée $\underline{I}_1$ (fig. 13.01). Quand v_1 et i_1 sont en phase, $\underline{Z}_e$ est un nombre réel positif et se réduit à une résistance R_e appelée la **résistance d'entrée du montage.** Nous pouvons alors écrire :

$$R_e = \frac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1} = \frac{v_{1eff}}{i_{1eff}}$$

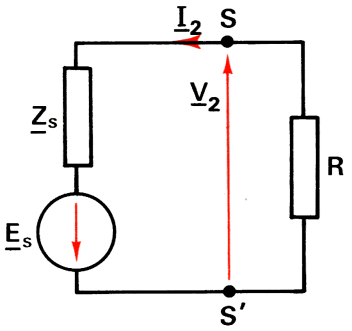


FIG. 13.02. — *Impédance de sortie d'un amplificateur.*

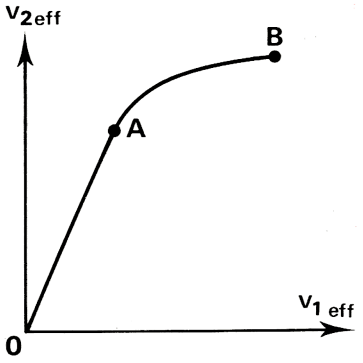


FIG. 13.03. — *Courbe de linéarité d'un amplificateur.*

4° Impédance de sortie. — Pour la charge R (fig. 13.01) le montage peut être assimilé à un générateur de f.é.m. $\underline{E}_s$ et d'impédance interne $\underline{Z}_s$ (fig. 13.02). $\underline{Z}_s$ est appelée **l'impédance de sortie du montage vue des bornes S et S'.** C'est donc l'impédance interne du générateur de Thévenin équivalent à l'amplificateur.
Fréquemment, l'impédance $\underline{Z}_s$ se réduit à une résistance R_s appelée **résistance de sortie** de l'amplificateur vue des bornes S et S'.

5° Courbes de réponse.

a) Courbe de linéarité : à une fréquence donnée, la valeur efficace v_{2eff} de la tension de sortie d'un amplificateur dépend de la valeur efficace v_{1eff} de la tension alternative sinusoïdale appliquée à l'entrée.

Si le rapport $A_v = \frac{v_{2eff}}{v_{1eff}}$ est constant lorsque v_{1eff} varie, l'amplificateur est dit « linéaire ». Il est « non linéaire » dans le cas contraire.
La courbe $v_{2eff} = F(v_{1eff})$ est la courbe de linéarité de l'amplificateur (fig. 13.03). En général, nous pouvons y distinguer deux parties :

— de 0 à A : v_{2eff} est proportionnel à v_{1eff} et l'amplificateur est linéaire. Ceci correspond par exemple au fonctionnement d'un amplificateur à transistor, pour de petits signaux, dans une région linéaire des caractéristiques,

— de A à B : v_{2eff} n'est plus proportionnel à v_{1eff}. L'amplitude de la tension d'entrée est trop grande pour l'amplificateur étudié, le signal de sortie présente de la distorsion (voir § 6) ou est écrêté.

b) Courbe de réponse en fréquence : l'amplification fournie par un amplificateur dépend de la fréquence f des signaux à amplifier. Pour s'en rendre compte, il faut tracer la courbe représentative du gain en tension G_v en fonction de la fréquence f :

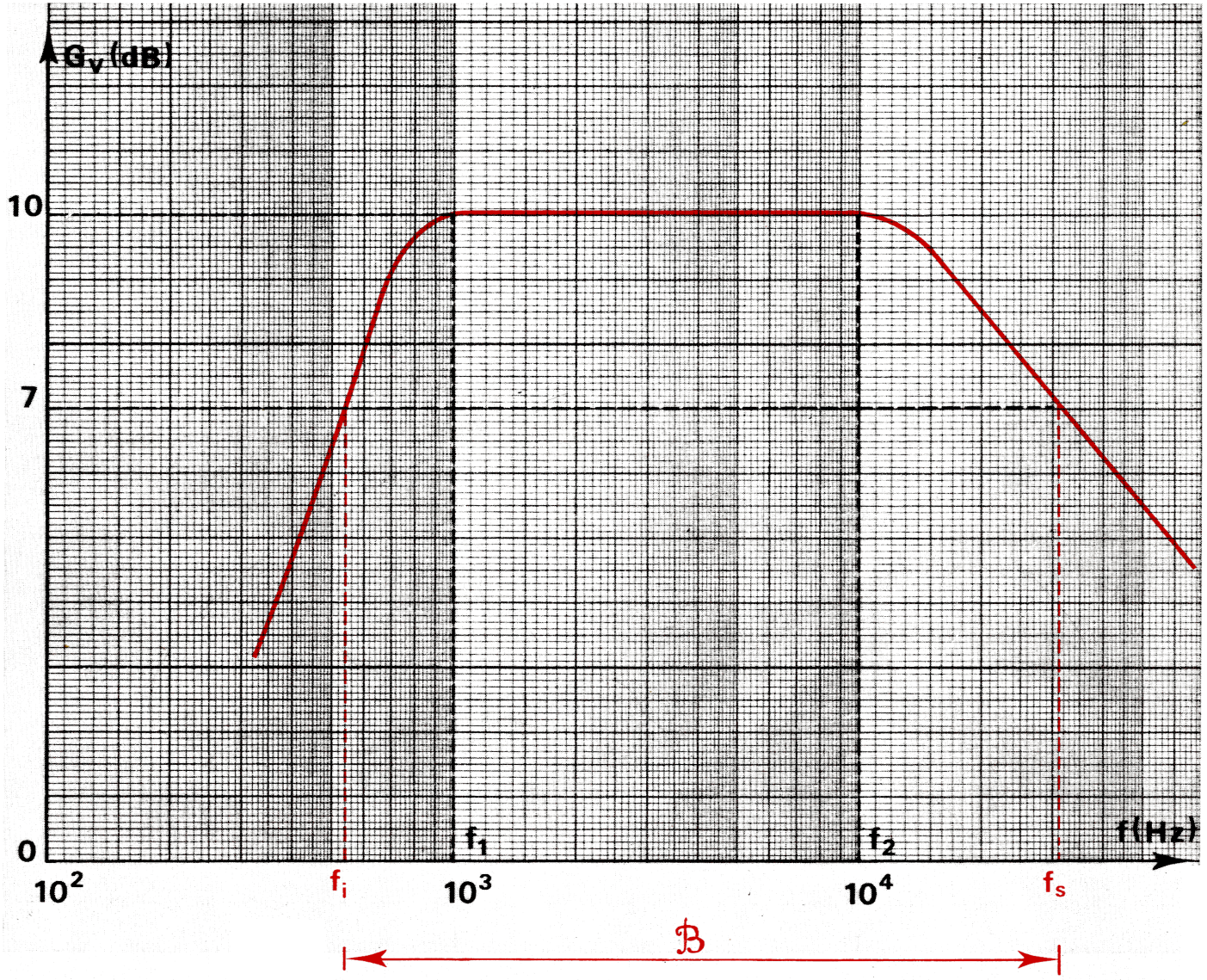


FIG. 13.04. — *Courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur.*

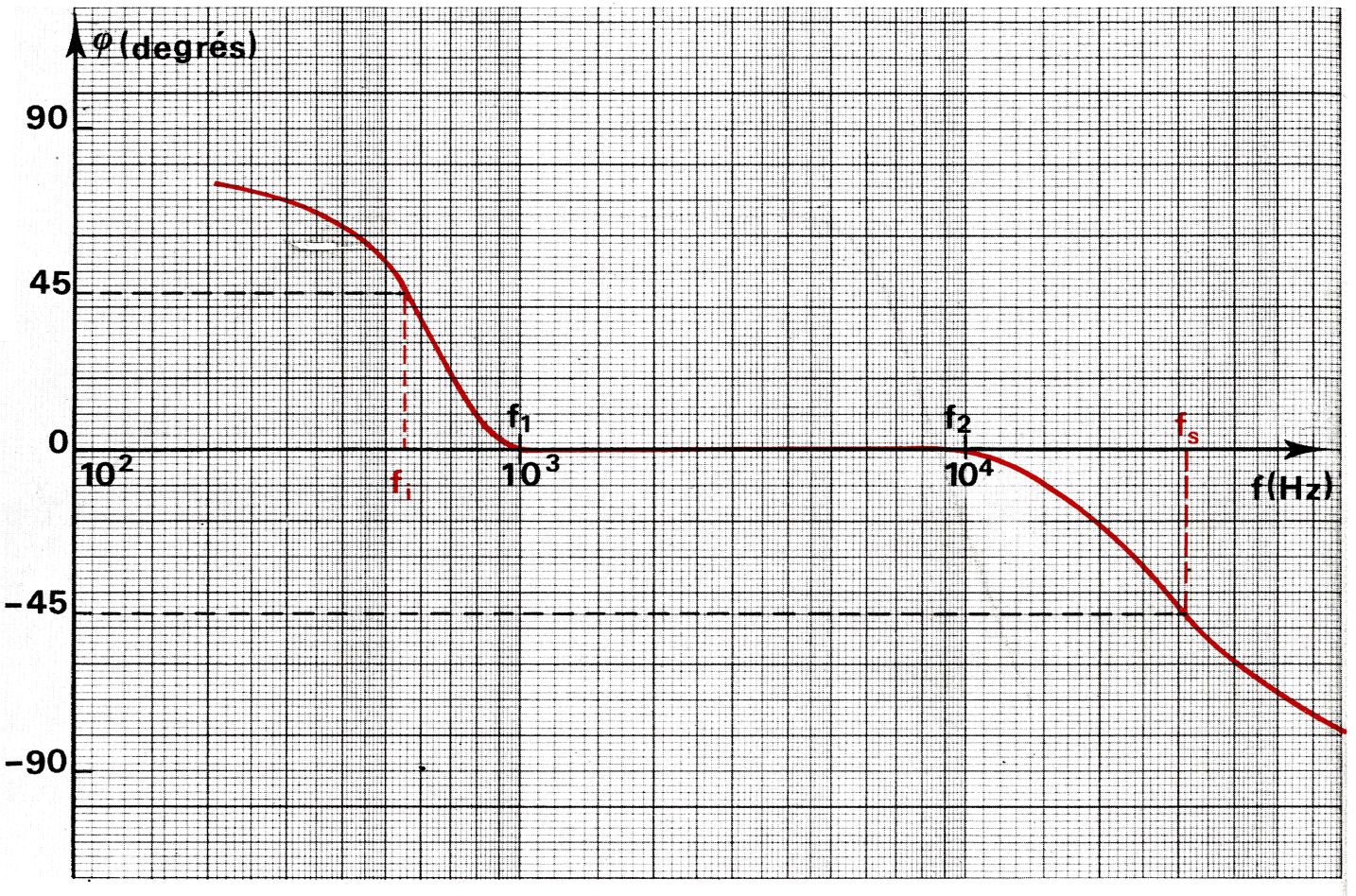


FIG. 13.05. — *Courbe de phase.*

$G_v = F_1(f)$. C'est la **courbe de réponse en fréquence** de l'amplificateur. La variation de f étant très importante, une échelle logarithmique est adoptée pour l'axe des abscisses (fig. 13.04).
En général, G_v peut être considéré comme constant tant que f reste comprise entre deux fréquences f_1 et f_2; de part et d'autre de cet intervalle, G_v décroît. Pratiquement, on admet que le domaine d'utilisation de l'amplificateur est limité par les fréquences f_i et f_s pour lesquelles l'affaiblissement de G_v est de 3dB par rapport à la valeur maximale de ce gain. L'intervalle $(f_s—f_i)$ est appelé la **bande passante** $\mathcal{B}$ à —3dB.

Sur la figure 13.04, nous lisons :

$f_1 = 10^3$ Hz, $f_2 = 10^4$ Hz, $f_i = 540$ Hz, $f_s = 31\,000$ Hz

Nous en déduisons $\mathcal{B} = 30\,460$ Hz.

REMARQUE. — Lorsque le gain en tension décroît de 3dB, le module de l'amplification en tension est divisé par $\sqrt{2}$ (voir Électronique TF2, § 7).

c) Courbe de phase : la phase φ de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée dépend aussi de la fréquence f du signal d'entrée. La courbe $\varphi = F_2(f)$ est appelée **courbe de phase** (fig. 13.05). Pour la courbe de la figure 13.05, la phase φ est nulle dans l'intervalle de fréquences $\{f_1, f_2\}$. Aux extrémités de la bande passante nous avons, pour $f = f_i$, $\varphi = 45^0$ et pour $f = f_s$, $\varphi = —45^0$.

2. Notions sur le bruit.

1° Bruit d'un amplificateur. — L'expérience montre que la tension de sortie d'un amplificateur n'est pas nulle lorsque la tension d'entrée est nulle. Ce phénomène est appelé le **bruit.** Il est dû principalement aux tensions induites dans les fils du montage, à l'agitation thermique des électrons dans les résistances et au déplacement désordonné des porteurs (p ou n) dans les transistors.

2° Rapport signal sur bruit. — C'est le rapport A de la tension de sortie v_{2eff} qui correspond à une tension d'entrée non nulle à la tension de sortie v_{Beff} qui correspond à une tension d'entrée nulle :

$$A = \frac{\text{signal}}{\text{bruit}} = \frac{v_{2eff}}{v_{Beff}}$$

La mesure de A en décibels est :

$$G = 20 \lg A = 20 \lg \frac{v_{2eff}}{v_{Beff}}$$

Nous considérerons que v_{Beff} est négligeable devant v_{2eff} si $G \geqslant 20$ dB soit $v_{2eff} \geqslant 10 v_{Beff}$.

3° Amplitude minimale du signal d'entrée. — La mesure de v_{Beff} (la tension d'entrée étant nulle) permet de calculer la valeur efficace v_{2eff} minimale au-dessous de laquelle nous nous interdirons de faire des mesures et, bien sûr,, d'utiliser l'amplificateur; à cette valeur correspond une tension d'entrée :

$$v_{1eff} = \frac{v_{2eff}}{A_v}$$

qui est la valeur efficace minimale à appliquer à l'entrée de l'amplificateur pour avoir un rapport {signal sur bruit} acceptable.

3. Mesure des amplifications.

1° Mesure de l'amplification A_i en courant. — Un voltmètre électronique permet de relever la tension v_{2eff} aux bornes de la résistance de charge R et la tension v_{eff} aux bornes d'une résistance étalonnée r branchée en série à l'entrée (fig. 13.06). Nous pouvons écrire :

$$\left.\begin{aligned} v_{2eff} &= Ri_{2eff} \\ v_{eff} &= ri_{1eff} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{v_{2eff}}{v_{eff}} = \frac{Ri_{2eff}}{ri_{1eff}} = \frac{RA_i}{r}$$

soit

$$A_i = \frac{rv_{2eff}}{Rv_{eff}}$$

Cette relation permet de calculer l'amplification A_i en courant si r et R sont connues.

REMARQUE. — Le transformateur reliant le générateur à l'amplificateur est indispensable pour la mesure. Sans le transformateur, il faudrait brancher r sur la borne supérieure d'entrée de l'amplificateur (fig. 13.06). Mais la masse du voltmètre électronique court-circuiterait soit le générateur soit l'entrée de l'amplificateur.

2° Mesure de l'amplification A_v en tension. — Le même voltmètre électronique mesure successivement la tension d'entrée v_{1eff} et la tension de sortie v_{2eff} (fig. 13.07). Ces mesures permettent de calculer le module A_v de l'amplification en tension :

$$A_v = \frac{v_{2eff}}{v_{1eff}}$$

3° Détermination de l'amplification A_p en puissance.

a) Calcul : les mesures précédentes de A_v et A_i permettent de calculer l'amplification A_p en puissance :

$$A_p = A_v . A_i$$

b) Mesures : la puissance de sortie P_2 peut être mesurée avec un wattmètre basse fréquence (fig. 13.08). Cet appareil comporte un transformateur dont le primaire doit être branché à la place de la résistance d'utilisation de l'amplificateur. La tension induite au secondaire est mesurée aux bornes d'une résistance fixe par un voltmètre électronique. Le primaire du transformateur comporte plusieurs prises permettant de réaliser diverses résistances de charge (44 valeurs de 2,5 Ω à 20 kΩ pour l'appareil de la figure 13.08). Le cadran de l'appareil est directement gradué en watts (ou milliwatts).
La puissance d'entrée P_1 ne peut être mesurée directement. Si l'on connaît la résistance d'entrée R_e de l'amplificateur et la tension d'entrée v_{1eff}, nous pouvons écrire :

$$P_1 = \frac{v_{1eff}^2}{R_e}$$

La mesure directe de P_2 et le calcul de P_1 permettent alors de déterminer A_p.

4. Mesure des résistances d'entrée et de sortie.

1° Rappel. — Les méthodes de mesure des résistances d'entrée et de sortie décrites à propos des quadripôles s'appliquent à un amplificateur (revoir chap. 8, § 5).
Mais, deux impératifs sont maintenant à respecter :

a) Dans un amplificateur, les courants alternatifs sont superposés aux courants continus. Il ne faut pas que l'introduction dans le montage d'une résistance de comparaison modifie les valeurs des

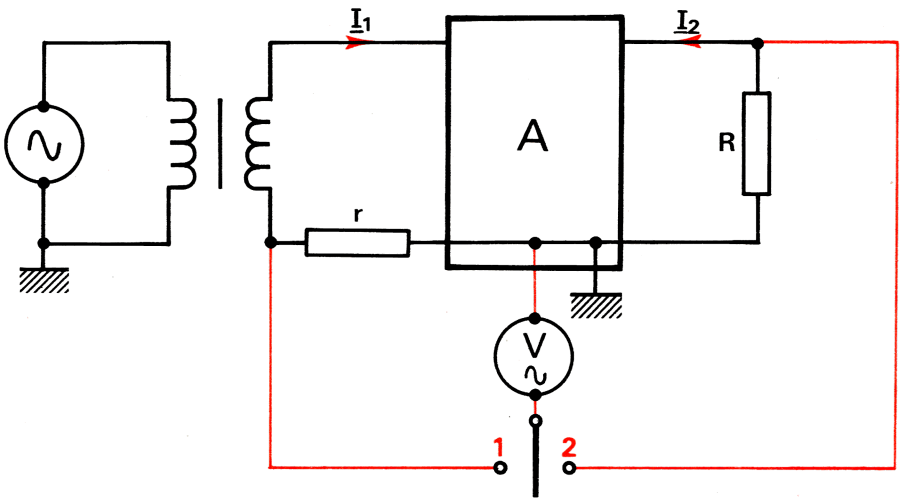


FIG. 13.06. — *Mesure de A_i.*

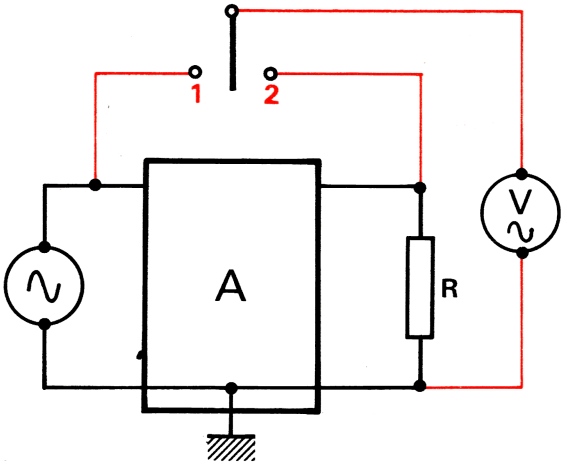
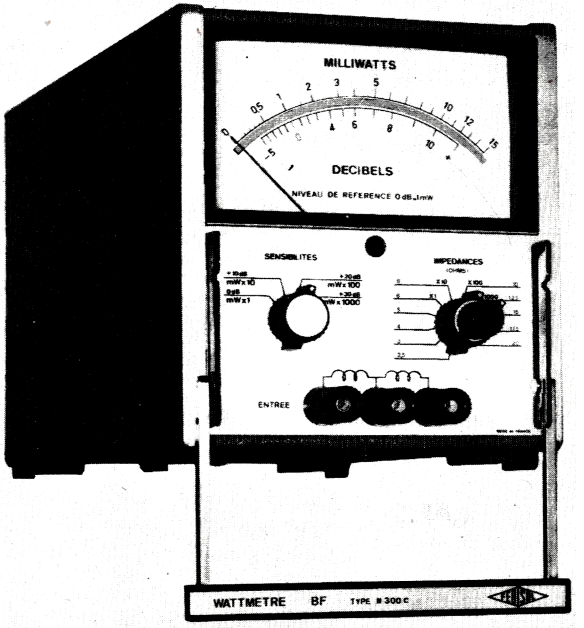


FIG. 13.07. — *Mesure de A_v.*



(Photo Férisol.)

FIG. 13.08. — *Wattmètre basse fréquence.*

courants continus (valeurs de repos). Un condensateur d'impédance pratiquement nulle à la fréquence de mesure sera monté en série avec la résistance de comparaison.

b) Un amplificateur est toujours prévu pour fonctionner dans des conditions imposées à l'avance : attaque en tension, niveau d'entrée donné... La méthode de mesure ne doit pas perturber (ou le moins possible) les conditions de fonctionnement. En particulier, même au cours des mesures, l'amplificateur doit obligatoirement fonctionner dans la partie OA de sa courbe de linéarité (fig. 13.03).

2° Mesure de la résistance d'entrée R_e.

a) Méthode de la résistance parallèle : elle suppose l'amplificateur alimenté par un générateur de courant. L'ensemble constitué d'une résistance étalonnée réglable R_0 en série avec un condensateur C (d'impédance négligeable devant R_0) et un interrupteur K est branché en dérivation sur l'entrée de l'amplificateur (fig. 13.09). Un voltmètre électronique permet de mesurer la tension d'entrée dans les deux cas suivants :

— K ouvert, nous avons : $v_{1eff} = R_e i_{eff}$

— K fermé, R_e et R_0 sont en parallèle et

$$v'_{1eff} = \frac{R_e R_0}{R_e + R_0} i_{eff}$$

Si nous pouvons donner à R_0 une valeur telle que $v_{1eff} = 2v'_{1eff}$, nous aurons :

$$\frac{v_{1eff}}{v'_{1eff}} = 2 = \frac{R_e}{\frac{R_e R_0}{R_e + R_0}} = \frac{R_e + R_0}{R_0},$$

soit : $\boxed{R_e = R_0}$

b) Méthode de la résistance série : elle suppose l'amplificateur alimenté par un générateur de tension. L'ensemble constitué d'une résistance étalonnée R_0 et d'un condensateur C est branché en série avec l'amplificateur (fig. 13.10). Un voltmètre mesure les tensions efficaces aux bornes du générateur (inverseur K en 1) ou aux bornes de l'amplificateur (K en 1′).

— K en 1 : $v_{1eff} = e_{eff}$

— K en 1′ : $v'_{1eff} = e_{eff} \frac{R_e}{R_e + R_0}$

Si nous pouvons donner à R_0 une valeur telle que $v_{1eff} = 2v'_{1eff}$, nous aurons :

$$\frac{v_{1eff}}{v'_{1eff}} = 2 = \frac{R_e + R_0}{R_e}$$

soit encore,

$$\boxed{R_e = R_0}$$

c) Remarque : dans le cas où le générateur de commande n'est ni un générateur de courant parfait, ni un générateur de tension parfait (c'est tout de même le cas général), les deux méthodes précédentes restent applicables, à condition :

— pour la première, de retoucher l'intensité débitée par le générateur lorsqu'on agit sur K et R_0 (fig. 13.09) : elle doit être maintenue constante;

— pour la deuxième. de retoucher la tension d'alimentation lorsqu'on agit sur R_0 (fig. 13.10) : elle doit être maintenue constante.

3° Mesure de la résistance de sortie R_s.

a) Le problème est délicat, la résistance de sortie d'un amplificateur est la résistance vue de ses bornes de sortie, c'est-à-dire vue des bornes de la résistance de charge R. Pour la mesurer, il faut donc débrancher R.

ATTENTION, l'amplificateur doit toujours fonctionner, donc les transistors doivent toujours être polarisés. Si la résistance de charge est la résistance de collecteur d'un transistor (souvent notée R_C), elle ne peut être supprimée. Nous résoudrons ce cas plus loin.

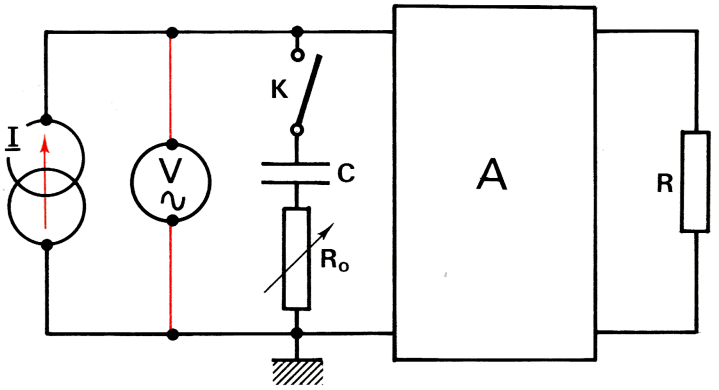


FIG. 13.09. — *Mesure de R_e (méthode de la résistance parallèle).*

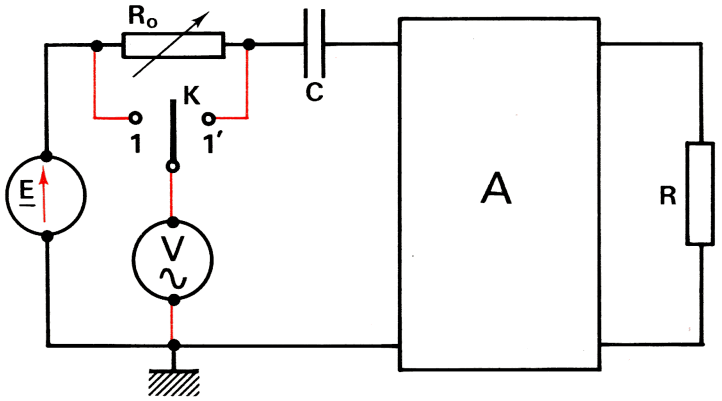


FIG. 13.10. — *Mesure de R_e (méthode de la résistance série).*

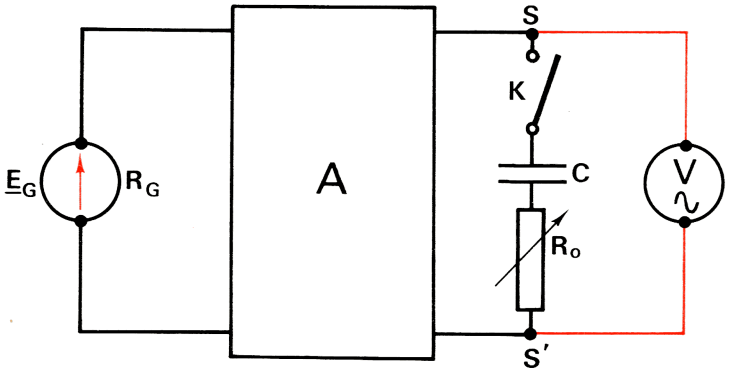


FIG. 13.11. — *Mesure de R_s.*

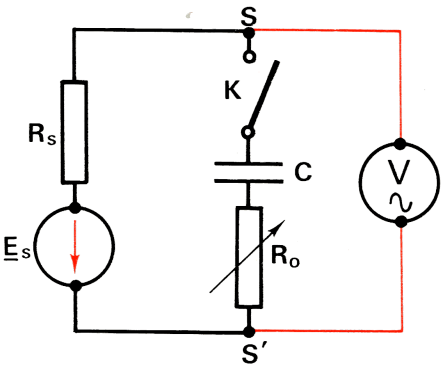


FIG. 13.12. — *Schéma équivalent au montage de la figure* 13.11.

b) Méthode de mesure : la résistance de charge R étant débranchée, nous réalisons le montage de la figure 13.11 où R_0 est une résistance étalonnée réglable. L'amplificateur vu des bornes S et S' est équivalent à un générateur de Thévenin $\{\underline{E}_s, R_s\}$ [1] (fig. 13-12).

Nous réalisons les deux mesures suivantes :

— K ouvert : $v_{2eff} = e_{seff}$.

— K fermé : un courant circule dans le circuit formé par le générateur et R_0 et

$$v'_{2eff} = e_{seff}\frac{R_0}{R_0+R_s}$$

soit $$\frac{v_{2eff}}{v'_{2eff}} = \frac{R_0+R_s}{R_0} = 1+\frac{R_s}{R_0}$$

Si nous pouvons donner à R_0 une valeur telle que

$$\frac{v_{2eff}}{v'_{2eff}} = 2$$

nous aurons :

$$2 = 1+\frac{R_s}{R_0}$$

soit : $$\boxed{R_s = R_0}$$

c) Cas où la résistance de charge R_C ne peut être débranchée : la méthode et le montage précédents restent valables, mais nous mesurons maintenant une résistance égale à la résistance de sortie R_s de l'amplificateur en parallèle avec R_C. A condition de poser $R'_s = \frac{R_s R_C}{R_s+R_C}$ nous aurons encore lorsque $\frac{v_{2eff}}{v'_{2eff}} = 2$:

$$\boxed{R'_s = R_0}$$

5. Relevé des courbes de réponse.

1° Montage. — Le même montage permet de relever toutes les courbes de réponse d'un amplificateur (fig. 13.13). Un voltmètre électronique mesure les tensions v_{1eff} et v_{2eff}. Un oscilloscope bicourbe permet de visualiser ces deux tensions et de mesurer leur déphasage.

1. Revoir NIARD, Électronique TF_2, chap. 1, § 5. Masson et C^ie, édit.

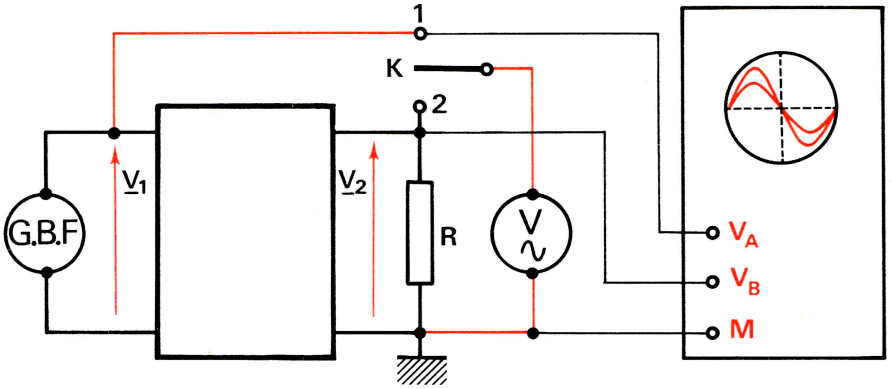


FIG. 13.13. — *Relevé des courbes de réponse d'un amplificateur.*

2° Relevé de la courbe de linéarité. — A fréquence constante (1 000 Hz par exemple) il suffit de relever v_{2eff} en fonction de v_{1eff}.

3° Relevé des courbes de réponse en fréquence. — Pour une tension d'entrée constante appartenant au domaine de linéarité de l'amplificateur, le montage permet de mesurer A_v (ou G_v) et φ pour diverses valeurs de la fréquence du générateur d'alimentation.

6. Mesure de la distorsion harmonique.

1° Taux de distorsion d'un signal.

a) Décomposition d'un signal : lorsqu'on applique une tension sinusoïdale $v_e = v_m \sin \omega t$ à un amplificateur, la tension de sortie v_s est rarement sinusoïdale mais elle demeure périodique. Elle est décomposable en une somme algébrique d'un nombre plus ou moins grand de signaux sinusoïdaux d'amplitudes et de fréquences convenables [1] :

$$v_s = v_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1) + v_{2m} \sin(2\omega t - \varphi_2) + v_{3m} \sin(3\omega t - \varphi_3) + \dots$$

Le terme de pulsation ω (et d'amplitude v_{1m}) est appelé le fondamental du signal de sortie. Les autres termes sont les harmoniques : l'harmonique 2 est le terme de pulsation 2ω, l'harmonique 3 est le terme de pulsation 3ω, ...

b) Définition : on appelle taux de distorsion d'un signal périodique le rapport :

$$D = \frac{\sqrt{v_{2m}^2 + v_{3m}^2 + v_{4m}^2 + \dots}}{v_{1m}} = \frac{\sqrt{v_{2eff}^2 + v_{3eff}^2 + v_{4eff}^2 + \dots}}{v_{1eff}}$$

Ce taux s'exprime en %.

2° Mesure avec un distorsiomètre. — Le distorsiomètre est un appareil permettant de mesurer directement le taux de distorsion D d'un signal périodique. La mesure s'effectue en deux temps :

a) Mesure du dénominateur de D (v_{1eff}) : le signal est appliqué à l'entrée de l'appareil, un commutateur met en service un amplificateur

1. Voir NIARD, Électronique TF2, chap. 17. Masson et Cie, édit.

sélectif que l'on accorde sur la fréquence du fondamental; un voltmètre électronique incorporé mesure v_{1eff}.

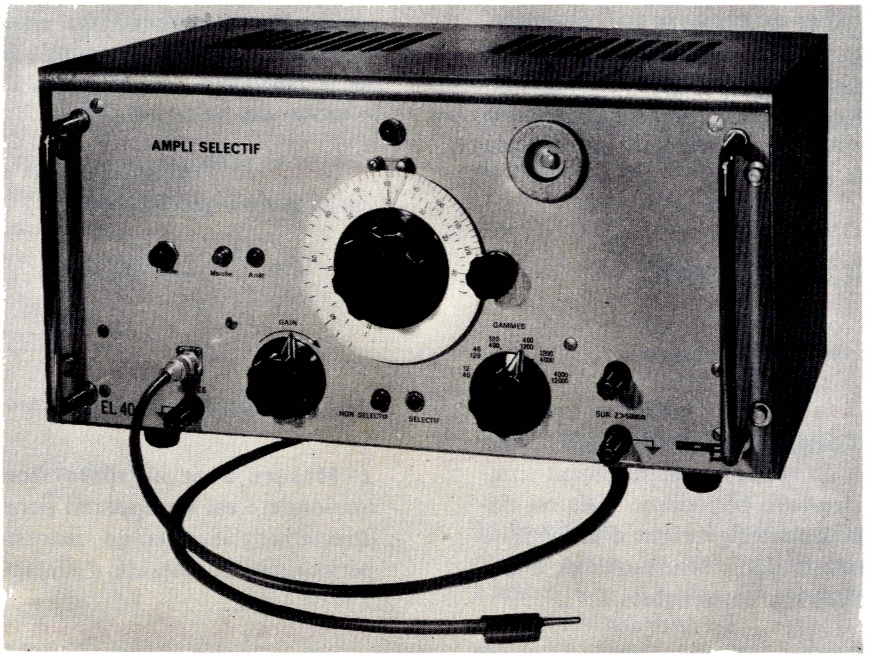
b) Mesure du numérateur de D : sur la position mesure de D, le commutateur met en service un filtre supprimant la fréquence du fondamental (pont de Wien). Un amplificateur à large bande amplifie le signal composé uniquement des harmoniques; le voltmètre mesure le numérateur de D (valeur efficace du signal amputé du terme fondamental).

En prenant la précaution d'amener v_{1eff} à la graduation 100 du voltmètre (ce qui est possible en agissant sur le gain du distorsiomètre), l'appareil indique directement D en %.

3° Mesure sans distorsiomètre. — La méthode est longue. Elle consiste à mesurer séparément v_{1eff}, v_{2eff}, v_{3eff} ... et à calculer D à l'aide de la formule de définition.

Le signal étudié est appliqué à un amplificateur sélectif **de gain constant** (fig. 13.14) qui peut être successivement accordé sur les différentes fréquences f, $2f$, ... Un voltmètre électronique permet de mesurer la valeur efficace du fondamental et de chaque harmonique (fig. 13.15). Un oscilloscope contrôle la fréquence de l'harmonique du signal étudié.

Nous donnons figure 13.16 la courbe de réponse de l'amplificateur sélectif de la figure 13.14.



(Photo A.O.I.P.)

FIG. 13.14. — *Amplificateur sélectif EL.40.*

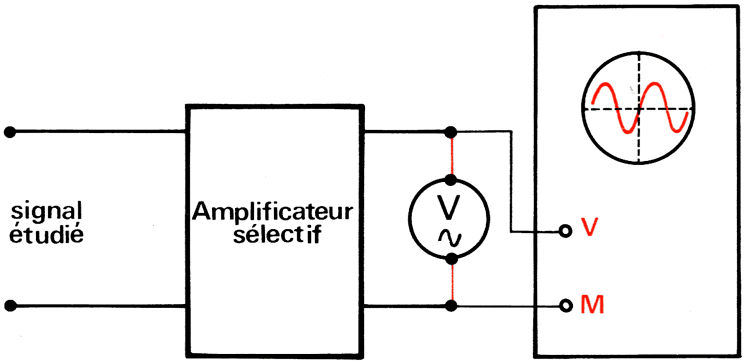


FIG. 13.15. — *Mesure des harmoniques d'un signal.*

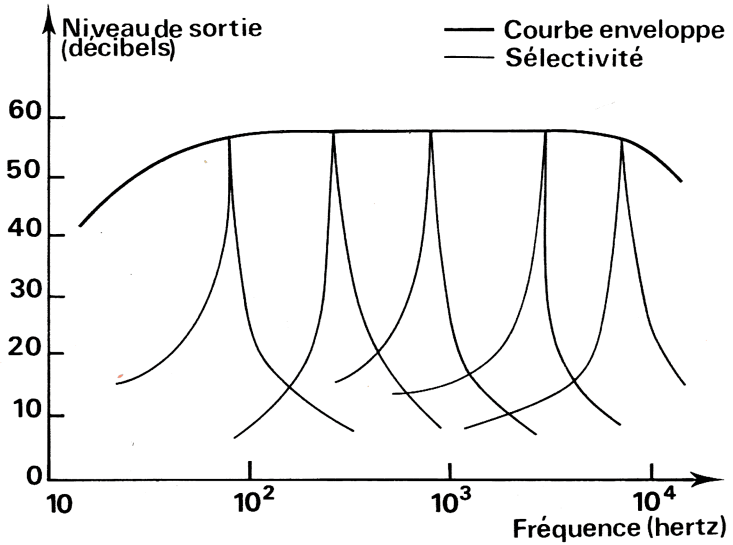


FIG. 13.16.
Courbes de réponse de l'amplificateur sélectif EL.40 (d'après document AOIP).

14

PARAMÈTRES HYBRIDES D'UN TRANSISTOR MONTÉ EN ÉMETTEUR COMMUN

MESURES N° 11 ET 12

Note : *Dans tous les montages (chapitre 14 et suivants), la source continue V_{cc} doit être découplée pour l'alternatif par un condensateur de forte capacité. Ce découplage existe par construction dans les alimentations stabilisées, par contre il est à effectuer si l'on utilise une batterie de piles ou d'accumulateurs.*

Pour alléger, ce condensateur n'est, en général, pas représenté sur nos schémas.

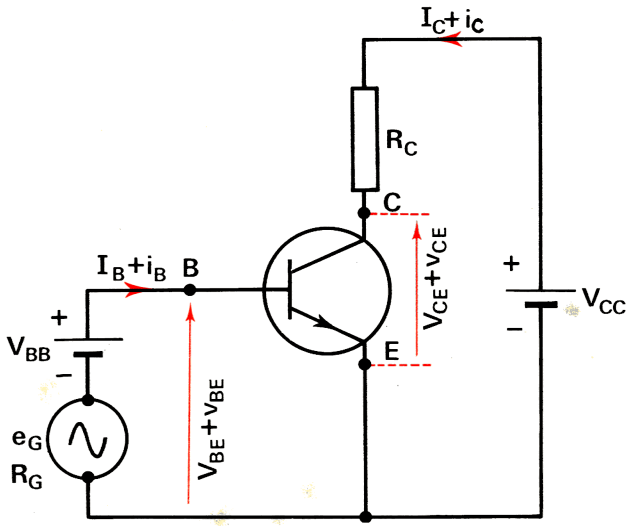


FIG. 14.01. — *Amplification des signaux alternatifs. Montage émetteur commun.*

1. Rappels.

1° Équations de fonctionnement en régime dynamique. — Ce sont les équations qui relient les valeurs instantanées des grandeurs alternatives d'entrée et de sortie (fig. 14.01). En montage émetteur commun, nous avons :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} v_{CE} \\ i_C = h_{21} i_B + h_{22} v_{CE} \end{cases} \qquad (1)$$

A ces relations entre valeurs instantanées correspondent des relations entre les valeurs complexes quand les grandeurs sont sinusoïdales :

$$\begin{cases} \underline{V}_{BE} = h_{11} \underline{I}_B + h_{12} \underline{V}_{CE} \\ \underline{I}_C = h_{21} \underline{I}_B + h_{22} \underline{V}_{CE} \end{cases} \qquad (2)$$

2° Signification des paramètres. — h_{11}, h_{12}, h_{21} et h_{22} sont les paramètres hybrides du transistor considéré comme un quadripôle. Grâce aux équations (1) nous pouvons facilement voir quelle est la signification de ces paramètres.

a) Si $v_{CE} = 0$, nous pouvons écrire :

$$h_{11} = \frac{v_{BE}}{i_B}$$

$$h_{21} = \frac{i_C}{i_B}$$

— h_{11} représente donc la **résistance d'entrée du transistor lorsque la sortie est en court-circuit** pour le signal alternatif (puisque nous avons $v_{CE} = 0$) et h_{11} s'exprime en ohms.

— h_{21} est un **nombre abstrait** : il correspond à *l'amplification en courant lorsque la sortie est en court-circuit* pour le signal alternatif.

b) Si $i_B = 0$, nous avons :

$$h_{12} = \frac{v_{BE}}{v_{CE}}$$

$$h_{22} = \frac{i_C}{v_{CE}}$$

— $\mathbf{h_{12}}$ est un **nombre abstrait**; *c'est le facteur de réaction de la sortie sur l'entrée lorsque celle-ci est ouverte* pour le signal alternatif (puisque nous avons $i_B = 0$).

— $\mathbf{h_{22}}$ représente la **conductance vue des bornes de sortie** *lorsque l'entrée est ouverte*. Ce paramètre devrait être exprimé en siemens, mais l'unité employée couramment est l'ampère (ou le milliampère) par volt.
Ces quatre paramètres sont de nature différente et pour cette raison sont appelés *hybrides*.

3° Dans ce chapitre nous allons mesurer les trois principaux paramètres h_{11}, h_{22}, h_{21} et admettre que le quatrième h_{12} est négligeable.

2. Mesure de h_{11}.

1° Schéma du montage. — C'est celui de la mesure d'une résistance d'entrée avec attaque en courant. Sur la figure 14.02, nous distinguons :

a) Les circuits de polarisation (en noir) qui comprennent : deux alimentations continues réglables de

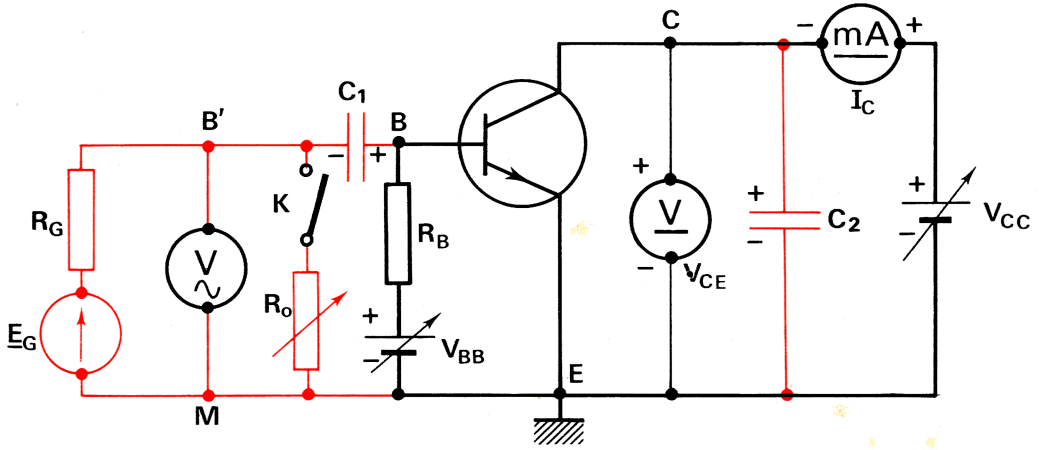


FIG. 14.02. — *Montage pour la mesure de* h_{11}.

0 à 30 V (V_{CC} et V_{BB}): un milliampèremètre magnétoélectrique (mesure de I_C) et un voltmètre magnétoélectrique (mesure de la tension continue V_{CE}).
Une résistance $R_B = 300$ kΩ en série dans le circuit base-émetteur limite le courant base à une valeur [1] :

$$I_{B_{max}} = \frac{30}{300.10^3} = 10^{-4} \text{ A} = 100 \text{ µA}$$

b) Les éléments nécessaires au fonctionnement en alternatif (en rouge sur la fig. 14.02) : le générateur de courant est constitué par un générateur de f.é.m. E_G en série avec une grande résistance $R_G = 1$ MΩ; un condensateur C_1 isole l'alternatif du continu.
Le condensateur C_2 branché entre émetteur et collecteur doit être **un court-circuit pour l'alternatif** ($v_{CE} = 0$). A la fréquence $f = 1\,000$ Hz, nous pouvons prendre :

$$C_1 = C_2 = 100 \text{ µF}$$

soit

$$\frac{1}{C_1\omega} = \frac{1}{C_2\omega} \approx 1{,}6 \text{ Ω}.$$

La résistance étalonnée réglable R_0 peut varier de 1 Ω à 12 221 Ω.

2° Remarque très importante. — Pour effectuer ce montage (et d'une manière générale tous les montages à transistors), nous recommandons d'adopter l'ordre suivant :

a) Effectuer le branchement du circuit de polarisation de collecteur, vérifier que pour une petite valeur de V_{CC} (1 volt) un très faible courant de collecteur (I_{CEO}) circule dans le circuit;

b) Brancher alors le circuit de polarisation de la jonction émetteur-base, vérifier qu'une modification de V_{BB} (ou de R_B) d'une part et de V_{CC} d'autre part permet de faire varier le point de repos du transistor (valeurs de V_{CE} et de I_C).

c) Monter enfin les éléments nécessaires au fonctionnement en alternatif en vérifiant que leur introduction dans le montage ne modifie pas le point de repos choisi. S'il en était autrement, il y aurait une erreur de montage.

3° Calcul de h_{11}.

a) L'interrupteur K étant ouvert, le voltmètre électronique alternatif monté aux bornes M et B′ du générateur de courant mesure v_{eff}.
b) L'interrupteur K étant fermé, le voltmètre mesure v'_{eff}.

c) Nous savons (chap. 13, § 4) que :

$$v_{eff} = 2v'_{eff} \Rightarrow R_e = R_0$$

La résistance d'entrée R_e ainsi mesurée est en fait constituée par h_{11} en parallèle sur R_B :

$$R_e = \frac{h_{11}R_B}{h_{11}+R_B}$$

Mais nous avons choisi pour la résistance R_B une valeur telle que $R_B \gg h_{11}$; il en résulte que $R_e \approx h_{11}$ et

$$h_{11} = R_0$$

4° Travail à effectuer. — Les mesures seront effectuées sur un transistor NPN audiofréquences de petite puissance à une fréquence $f = 1\,000$ Hz. Pour une valeur de V_{CE} constante égale à 2 V, mesurer h_{11} pour diverses valeurs de I_C (2, 3, 4, ... mA). Tracer la courbe $h_{11} = F(I_C)$.

1. Les valeurs numériques données dans ce chapitre sont indicatives.

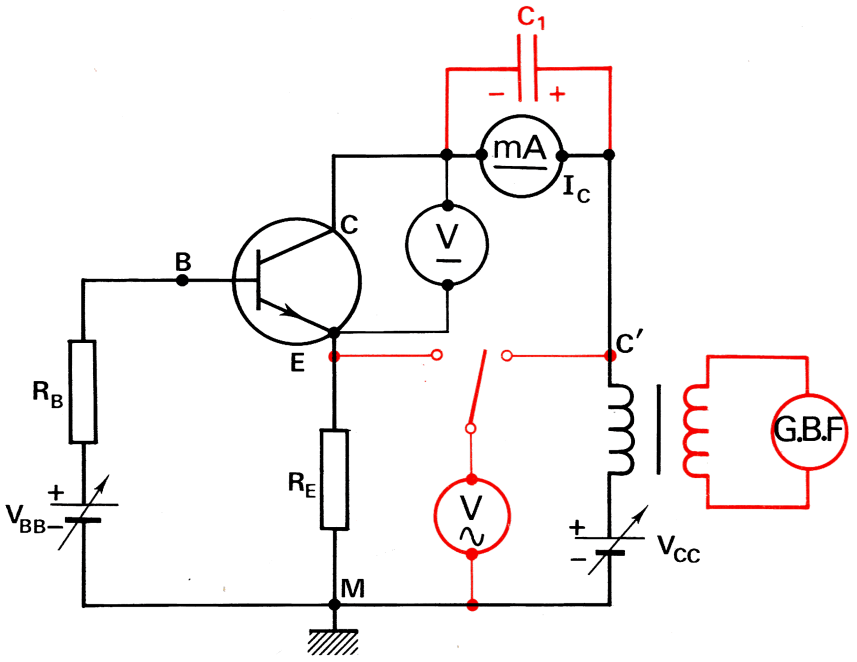


FIG. 14.03. — *Montage pour la mesure de* h_{22}.

3. Mesure de h_{22}.

1° Schéma du montage (fig. 14.03).

a) Circuits de polarisation (en noir sur la figure) : ils comprennent deux alimentations de f.é.m. V_{BB} et V_{CC} réglables de 0 à 30 V. Une résistance $R_B = 300$ kΩ limite le courant base. Côté collecteur, un milliampèremètre magnétoélectrique à faible chute de tension mesure le courant collecteur I_C, un voltmètre continu électronique mesure la tension V_{CE}.

b) Fonctionnement en alternatif : un générateur basse fréquence (G.B.F.) alimente le montage entre collecteur et masse par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement. Un voltmètre électronique alternatif mesurera successivement les tensions v_{CMeff} et v_{EMeff}.

La résistance de polarisation R_B a été choisie suffisamment grande pour que le circuit émetteur-base puisse être considéré comme ouvert pour l'alternatif ($i_B = 0$).

REMARQUE. — Malgré la faible chute de tension du milliampèremètre, il est nécessaire de prévoir à ses bornes un condensateur C_1 de forte capacité donc d'impédance pratiquement nulle à la fréquence de travail (à 1 000 Hz, nous pouvons prendre $C_1 = 100$ µF). Le point C′ est ainsi au même potentiel que C.

2° Calcul de h_{22}. — Puisque i_B est nul, nous avons $i_C = h_{22} v_{CE}$ soit pour les valeurs efficaces :

$$h_{22} = \frac{i_{Ceff}}{v_{CEeff}}$$

Nous mesurons :

$$\left.\begin{aligned} v_{EMeff} &= R_E i_{Ceff} \\ v_{CMeff} &= v_{CEeff} + v_{EMeff} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{aligned} i_{Ceff} &= \frac{v_{EMeff}}{R_E} \\ v_{CEeff} &= v_{CMeff} - v_{EMeff} \end{aligned}\right.$$

D'où :

$$h_{22} = \frac{v_{EMeff}}{R_E (v_{CMeff} - v_{EMeff})}$$

La résistance R_E est, par exemple, un étalon de 1 000 Ω. La mesure de v_{EMeff} et de v_{CMeff} permet alors de calculer h_{22}.

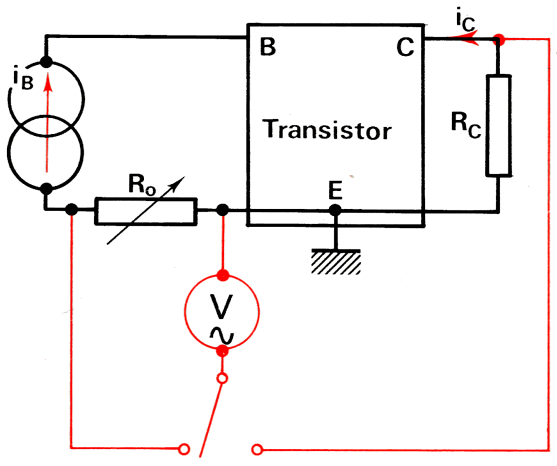


FIG. 14.04. — *Schéma de principe.*

REMARQUE. — L'admittance mesurée est en fait égale à :

$$h_{22} + \frac{1}{v}$$

où v est la résistance du voltmètre continu. Afin que $\frac{1}{v}$ soit négligeable devant h_{22}, nous devons choisir un voltmètre de résistance au moins égale à 1 MΩ. Sur le calibre 1 V, cela correspond à une résistance spécifique de 1 MΩ/V et exige l'emploi d'un voltmètre électronique.

3° Travail à effectuer. — En utilisant le même transistor que précédemment, mesurer à la fréquence $f = 1\,000$ Hz le paramètre h_{22} pour :

$\left.\begin{aligned} &V_{CE} = 2 \text{ V} \\ &I_C \text{ variant de milliampère en milliampère (de 2 à 10 mA).} \end{aligned}\right.$

Tracer la courbe $h_{22} = F(I_C)$.

4. Mesure de h_{21}.

1° Schéma de principe. — Rappelons que $h_{21} = \frac{i_{Ceff}}{i_{Beff}}$ lorsque la sortie est en court-circuit pour le signal alternatif; la mesure est donc celle d'une amplification en courant. Un générateur de courant alimente le transistor débitant sur une résistance de charge R_C. Un voltmètre électronique alternatif mesure successivement les tensions aux bornes de R_C et aux bornes d'une résistance étalonnée réglable R_0 en série avec l'entrée (fig. 14.04).

2° Calcul de h_{21},

a) Indications du voltmètre : le voltmètre électronique mesure les tensions :

$$\begin{cases} v_{eff} = R_0 i_{Beff} \\ v_{2eff} = R_C i_{Ceff} \end{cases}$$

d'où :

$$\frac{v_{2eff}}{v_{eff}} = \frac{R_C i_{Ceff}}{R_0 i_{Beff}} = \frac{R_C}{R_0} . A_i \qquad (1)$$

en appelant $A_i = \frac{i_{Ceff}}{i_{Beff}}$, l'amplification en courant du montage.

b) Calcul de A_i : l'amplification en courant d'un transistor en émetteur commun est (voir Électronique TF2) :

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_C}$$

Dans le cas où le produit $h_{22}R_C$ est très petit devant l'unité, nous avons :

$$h_{22}R_C \ll 1 \Rightarrow A_i \approx h_{21}$$

c) Valeur de h_{21} : en reportant cette valeur approchée de A_i dans l'équation (1), il vient :

$$\frac{v_{2eff}}{v_{eff}} = \frac{R_C}{R_0} h_{21}$$

soit

$$h_{21} = \frac{R_0 v_{2eff}}{R_C v_{eff}}$$

En outre, si $v_{2eff} = v_{eff}$, cette expression se simplifie :

$$\boxed{h_{21} = \frac{R_0}{R_C}} \qquad (2)$$

Notons bien que la relation (2) n'est valable que pour :

$$\boxed{\begin{cases} h_{22}R_C \ll 1 \\ v_{2eff} = v_{eff} \end{cases}}$$

La première condition peut être obtenue avec $R_C = 10\ \Omega$, ce qui, même pour $h_{22} = 10^{-3}$ A/V (c'est une grande valeur) donne déjà :

$$h_{22}R_C = 0{,}01 \ll 1.$$

La deuxième condition est obtenue en agissant sur R_0.

3° Schéma du montage et matériel (fig. 14.05).

a) Circuits de polarisation (en noir sur la figure).

— La polarisation du transistor est assurée par deux alimentations stabilisées :

— *côté collecteur :* le circuit comprend une alimentation de f.é.m. V_{CC} réglable de 0 à 30 V, une résistance $R_C = 10\ \Omega$ et un milliampèremètre. Un voltmètre continu de grande résistance interne branché entre collecteur et émetteur mesure V_{CE};

— *coté base :* la jonction base-émetteur est polarisée par une alimentation V_{BB} réglable de 0 à 30 V en série avec une résistance $R_B = 300\ k\Omega$.

b) Fonctionnement en alternatif (en rouge sur la figure). — Un générateur de courant, constitué par le secondaire d'un transformateur en série avec une résistance $R_G = 1\ M\Omega$, alimente le circuit d'entrée. La résistance étalonnée réglable R_0 peut varier de 1 à 12 221 Ω. A la fréquence $f = 1\ 000$ Hz, les condensateurs C_1 et C_2 de 100 µF sont pratiquement des courts-circuits ($\approx 1{,}6\ \Omega$).

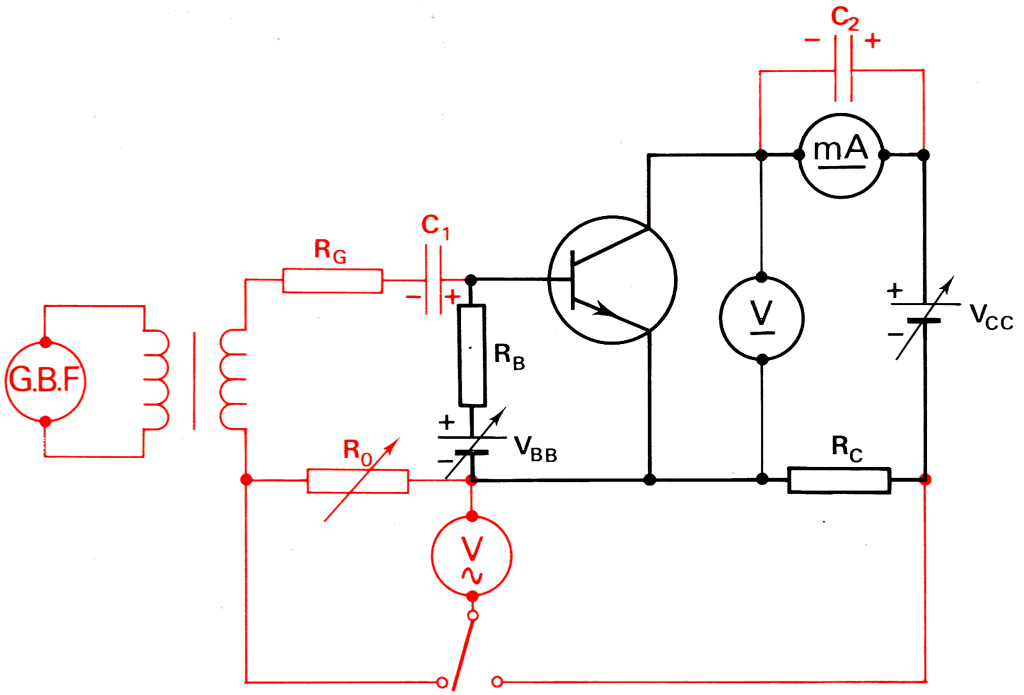


FIG. 14.05. — *Montage de mesure.*

4° Travail à effectuer.

a) Variations de h_{21} avec I_C. — Réaliser le montage de mesure avec un transistor NPN audio-fréquence de petite puissance. A la fréquence $f = 1\,000$ Hz, mesurer h_{21} dans les conditions suivantes :

$V_{CE0} = 2$ V
I_C variant de milliampère en milliampère de 2 à 10 mA.

Tracer la courbe $h_{21} = F(I_C)$.

b) Variations de h_{21} avec la fréquence — Au point de repos $V_{CE0} = 2$ V, $I_{C0} = 4$ mA, mesurer h_{21} pour diverses valeurs de la fréquence f du générateur d'alimentation (f variant de 100 Hz à 20kHz).

Tracer la courbe $h_{21} = F(f)$ en coordonnées semi-logarithmiques.
Déterminer la fréquence f_β, fréquence pour laquelle l'affaiblissement de h_{21} est de 3 dB par rapport à sa valeur maximale (valeur en très basse fréquence) :

$$h_{21} = \frac{h_{21\max}}{\sqrt{2}}$$

5° Résultats d'une mesure.

a) Transistor utilisé : pour un transistor PNP au germanium AC 125, le constructeur indique :

— valeur de h_{21} à 1 kHz : minimale 80
typique 125
maximale 170

— fréquence de coupure de h_{21} : minimale 10 kHz
typique 17 kHz

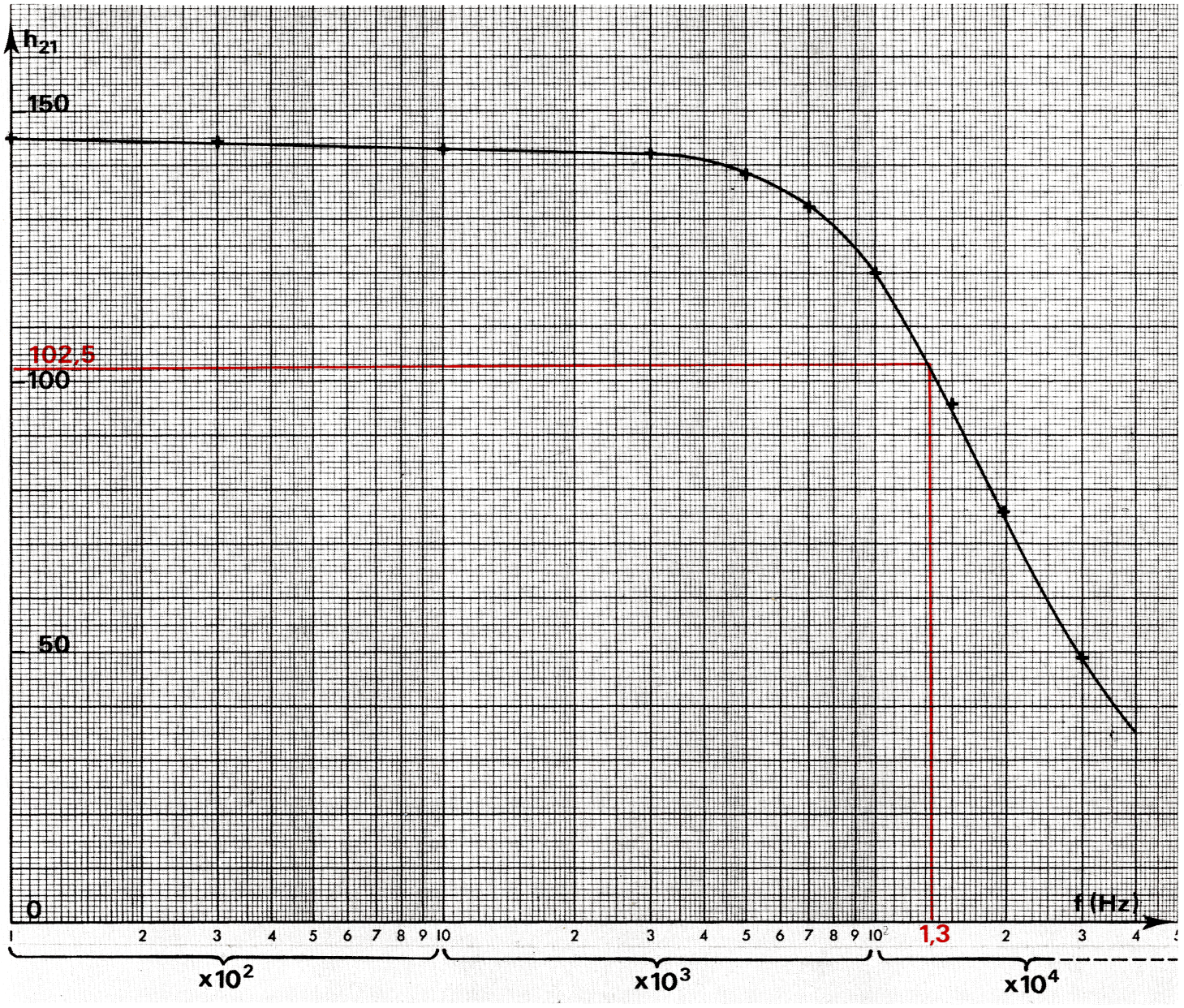

h21
150
102,5
100
50
0
f (Hz)
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
2
3
4
5
6
7
8
9
10
1,3
2
3
4
x10²
x10³
x10⁴

FIG. 14.06.

b) Tableau des relevés $h_{21}(f)$:

$R_C = 10\ \Omega$		
f(kHz)	$R_0(\Omega)$	h_{21}
0,1	1 450	145
0,3	1 440	144
1	1 430	143
3	1 420	142
5	1 380	138
7	1 320	132
10	1 200	120
15	960	96
20	760	76
30	490	49

c) Fréquence de coupure : la courbe représentative des variations de h_{21} avec la fréquence (fig. 14.06, page 105) indique $h_{21\ max} = 145$.

Donc $\frac{h_{21\ max}}{\sqrt{2}} = 102{,}5$ et $f_\beta \approx 13$ kHz.

d) Conclusion : les valeurs mesurées de h_{21} (à 1 kHz) et de f_β sont compatibles avec les données du constructeur pour le transistor utilisé.

15

AMPLIFICATEUR A TRANSISTOR MONTÉ EN ÉMETTEUR COMMUN

MESURE N° 13

1. Montage émetteur commun.

1° Schéma équivalent du transistor. — Nous utilisons les paramètres hybrides en émetteur commun, dans l'approximation $h_{12} = 0$. Bien souvent, la résistance de collecteur R_C est très inférieure à $\frac{1}{h_{22}}$ et, pour les mesures, nous pouvons ne garder que les paramètres h_{11} et h_{21} (fig. 15.01). Dans ces conditions :

$$\begin{cases} \underline{V}_{BE} = h_{11}\underline{I}_B \\ \underline{I}_C = h_{21}\underline{I}_B \end{cases}$$

2° Montage (fig. 15.02). — *a*) La polarisation du transistor (en noir sur la figure) est assurée par une seule source continue V_{CC} et un pont de polarisation $\{R_1, R_2\}$.

b) La charge de l'étage amplificateur (en rouge sur la fig. 15.02) est constituée par un condensateur de liaison γ et un dipôle parallèle $\{R, C\}$. L'ensemble $\{R, C\}$ schématise l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur qui serait branché à la suite de l'étage étudié.

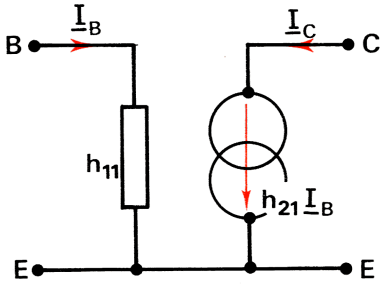


FIG. 15.01. — *Schéma équivalent simplifié d'un transistor en E.C.*

c) L'étage amplificateur va fonctionner en audiofréquences soit avec :

$$50 \text{ Hz} \leqslant f \leqslant 20 \text{ kHz}$$

Ces valeurs sont approximatives, la détermination de la bande passante réelle étant l'un des **objectifs de cette mesure.**

d) Les condensateurs de découplage C_1, C_2 et C_E sont supposés avoir une réactance négligeable **à toute fréquence**; nous pouvons donc considérer que **pour l'alternatif** ils court-circuitent les bornes entre lesquelles ils sont placés.

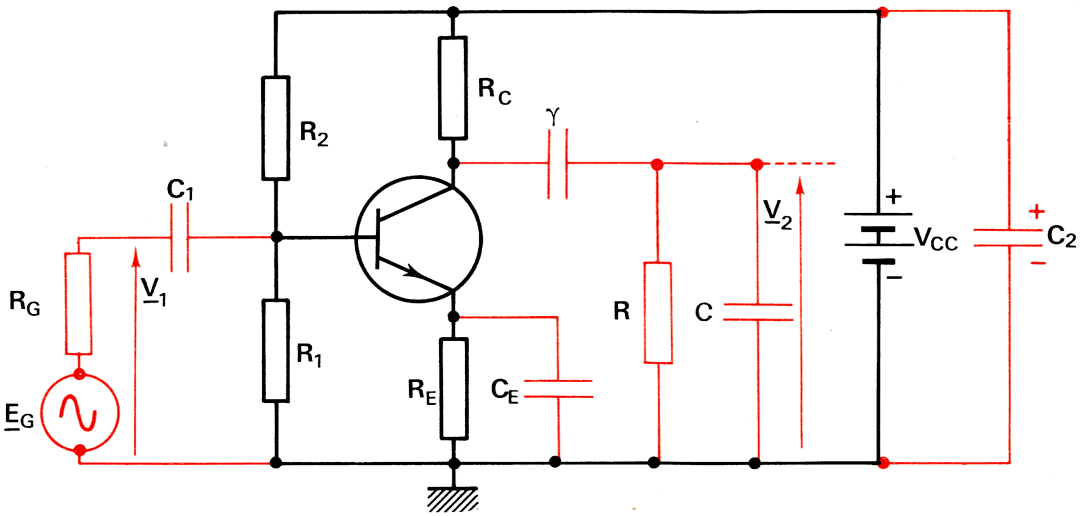


FIG. 15.02. — *Montage émetteur commun.*

e) Les condensateurs γ et C vont au contraire intervenir dans le fonctionnement :

— L'impédance $\frac{1}{\gamma\omega}$ du condensateur γ est **inversement proportionnelle à la fréquence**; ce condensateur est en série avec le dipôle de charge {R, C}, nous pourrons donc négliger son impédance si la fréquence est suffisamment grande mais nous devrons en tenir compte pour les fréquences les plus basses.

— L'admittance Cω du condensateur C est **proportionnelle à la fréquence**; ce condensateur est en parallèle avec la résistance R, nous pourrons donc négliger son admittance devant $\frac{1}{R}$ si la fréquence est suffisamment basse mais nous devrons en tenir compte pour les fréquences les plus hautes.

Finalement la bande passante pourra être subdivisée en trois parties [1] :

I) LES FRÉQUENCES LES PLUS BASSES : **l'admittance Cω est négligeable mais la réactance $\frac{1}{\gamma\omega}$ ne l'est pas.**

III) LES FRÉQUENCES LES PLUS HAUTES : **la réactance $\frac{1}{\gamma\omega}$ est négligeable mais l'admittance Cω ne l'est pas.**

II) LES FRÉQUENCES INTERMÉDIAIRES OU MOYENNES **pour lesquelles nous négligerons et Cω et $\frac{1}{\gamma\omega}$.**

3° Fonctionnement aux fréquences moyennes.

a) Schéma équivalent du montage (fig. 15.03) : nous supposons donc ici que l'impédance de γ et l'admittance de C sont négligeables devant la charge R.

La résistance de charge dynamique est la résistance

1. L'inversion entre III et II est volontaire.

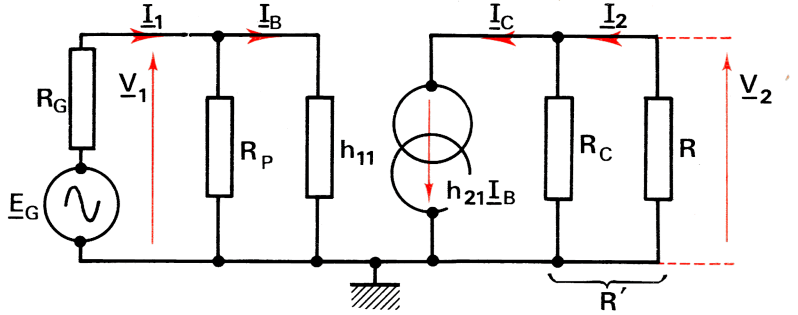


FIG. 15.03. — *Schéma équivalent du montage dans la bande de fréquences moyennes.*

R′ équivalente à R_C et R associées en parallèle :

$$R' = \frac{RR_C}{R+R_C}$$

En alternatif, les résistances R_1 et R_2 (fig. 15.02) se trouvent en parallèle entre elles et avec la résistance d'entrée du transistor. Sur le schéma de la figure 15.03, nous remplaçons l'ensemble $\{R_1, R_2\}$ par sa résistance équivalente R_p.

b) Résultats : ils se déduisent du schéma équivalent du montage pour l'alternatif.

— *Amplification en tension :*

$$\underline{A}_{v0} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\frac{R'\underline{I}_C}{h_{11}\underline{I}_B} = -\frac{h_{21}R'}{h_{11}}$$

— *Amplification en courant :*

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_C}\cdot\frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B}\cdot\frac{\underline{I}_B}{\underline{I}_1}$$

or, d'une part $\dfrac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B} = h_{21}$

et d'autre part (loi des courants dérivés) :

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_C\frac{R_C}{R_C+R} \quad \text{et} \quad \underline{I}_B = \underline{I}_1\frac{R_p}{R_p+h_{11}}$$

Nous avons donc :

$$\underline{A}_i = \frac{R_C}{R_C+R}\cdot h_{21}\cdot\frac{R_p}{R_p+h_{11}}$$

— *Résistance d'entrée :*

$$R_e = \frac{R_p h_{11}}{R_p+h_{11}}$$

— *Résistance de sortie :* la résistance de sortie R_s de l'amplificateur vue des bornes de la résistance de charge R est, puisque $h_{12} = 0$:

$$R_s = R_C$$

4° Fonctionnement aux fréquences hautes.

a) Schéma équivalent du montage (fig. 15.04) : le condensateur C doit maintenant être placé en parallèle sur R puisque son admittance n'est plus négligeable. Par contre $\dfrac{1}{\gamma\omega}$ est toujours négligé.

Le circuit de charge du transistor est donc une impédance $\underline{Z}$ telle que :

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R'} + jC\omega$$

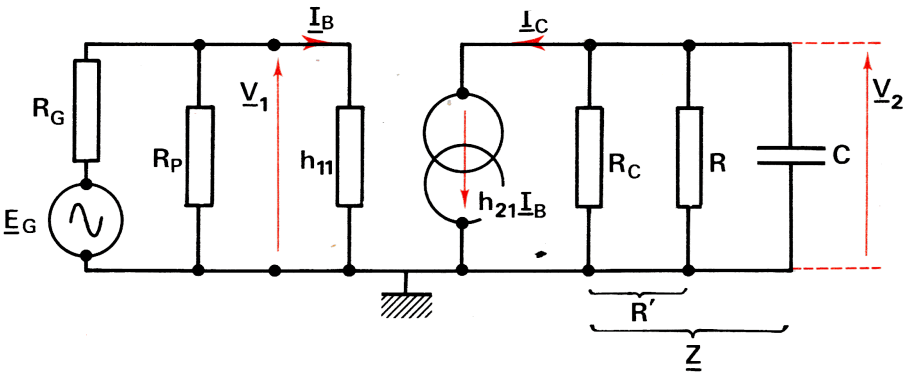


FIG. 15.04. — *Schéma équivalent aux fréquences hautes.*

b) Détermination de $\underline{A}_v$: en admettant que les paramètres du transistor conservent la même valeur que précédemment, nous obtenons,

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\frac{\underline{Z}\underline{I}_C}{h_{11}\underline{I}_B} = -\frac{\underline{Z}h_{21}}{h_{11}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}\dfrac{1}{\underline{Z}}}$$

soit :

$$\underline{A}_v = -\frac{h_{21}}{h_{11}\left(\dfrac{1}{R'} + jC\omega\right)}$$

Multiplions les deux termes du rapport par R′, il vient :

$$\underline{A}_v = -\frac{h_{21}R'}{h_{11}(1 + jR'C\omega)}$$

or le rapport $-\dfrac{h_{21}R'}{h_{11}}$ n'est autre que l'amplification $\underline{A}_{v0}$ de la bande des fréquences moyennes, donc :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{A}_{v0}}{1 + jR'C\omega}$$

Si nous posons $\omega_s = \dfrac{1}{R'C}$ nous pouvons écrire :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{A}_{v0}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_s}} = \frac{\underline{A}_{v0}}{1 + j\dfrac{f}{f_s}}$$

La fréquence $f_s = \dfrac{\omega_s}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi R'C}$ est la **fréquence de coupure supérieure** de l'amplificateur.

Remarque importante : le calcul que nous venons de faire suppose que h_{21} reste constant jusqu'à la fréquence f_s. Ceci n'est valable que si :

$$f_\beta \gg f_s$$

S'il en était autrement, la fréquence de coupure supérieure de l'amplificateur serait au plus égale à f_β.

5° Fonctionnement aux fréquences basses.

a) Schéma équivalent (fig. 15.05) : l'impédance de charge du montage est constituée par le dipôle série $\{R, \gamma\}$ puisque $C\omega$ peut à nouveau être négligé mais que $\dfrac{1}{\gamma\omega}$ n'est plus négligeable.

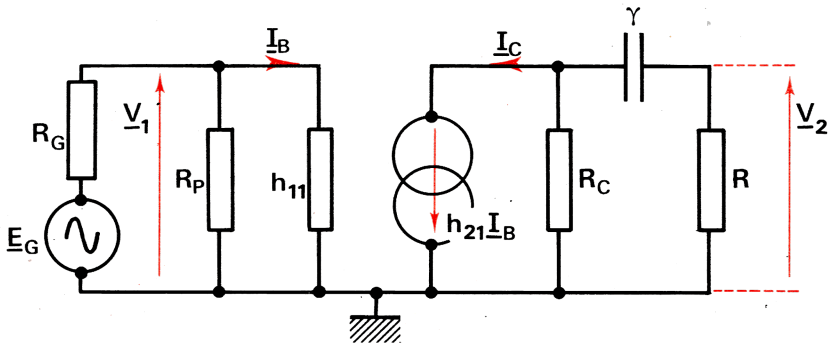


FIG. 15.05. — *Schéma équivalent aux fréquences basses.*

b) Détermination de A_v : le générateur de courant $h_{21}\underline{I}_B$ et la résistance R_C constituent un générateur de Norton qui alimente le dipôle $\{\gamma, R\}$. Les deux éléments de ce dipôle étant en série, nous avons intérêt à remplacer l'ensemble $\{h_{21}\underline{I}_B, R_C\}$ par un dipôle série (générateur de Thévenin), de résistance R_C et de force électromotrice $\underline{E}_0$ égale à $h_{21}\underline{I}_B R_C$. Nous obtenons ainsi le schéma équivalent de la figure 15.06 :

$$\frac{\underline{V}_2}{\underline{E}_0} = \frac{-R}{R+R_C-\dfrac{j}{\gamma\omega}}$$

Le signe — placé devant R résulte des orientations relatives de $\underline{I}$ et de $\underline{V}_2$.

Nous obtenons :

$$\underline{V}_2 = \frac{-h_{21}\underline{I}_B R_C R}{R+R_C-\dfrac{j}{\gamma\omega}}$$

Soit en tenant compte de $\underline{V}_1 = h_{11}\underline{I}_B$:

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{-h_{21}R_C R}{h_{11}\left(R+R_C-\dfrac{j}{\gamma\omega}\right)}$$

Pour pouvoir introduire

$$\underline{A}_{v0} = -\frac{h_{21}R'}{h_{11}} = \frac{-h_{21}R_C R}{h_{11}(R+R_C)}$$

dans cette expression, nous mettons la somme $(R+R_C)$ en facteur au dénominateur :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{-h_{21}R_C R}{h_{11}(R+R_C)} \cdot \frac{1}{\left(1-\dfrac{j}{\gamma\omega(R+R_C)}\right)}$$

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{A}_{v0}}{1-\dfrac{j}{\gamma\omega(R+R_C)}}$$

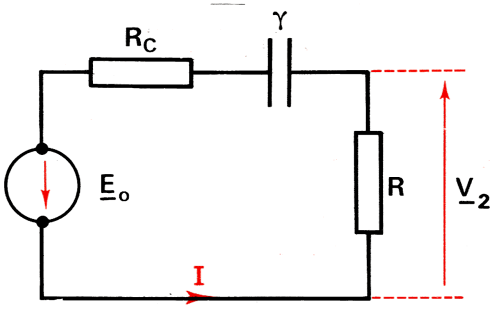


FIG. 15.06.

Si nous posons $\omega_i = \frac{1}{\gamma(R+R_C)}$, l'amplification en tension s'écrit :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{A}_{v0}}{1-j\frac{\omega_i}{\omega}} = \frac{\underline{A}_{v0}}{1-j\frac{f_i}{f}}$$

La fréquence $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\gamma(R+R_C)}$ est la **fréquence de coupure inférieure** de l'amplificateur.

2. Réalisation de l'amplificateur.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor PNP de type AC 126, défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun :

$h_{11} = 600\ \Omega$, $h_{21} = 160$, $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$,

et polarisé par une source continue $V_{CC} = -9$ V. Le point de repos P est défini par ses coordonnées : $V_{CE0} = -5$ V, $I_{C0} = -12{,}5$ mA, $I_{B0} = -50\ \mu$A, $V_{BE0} = -150$ mV.

2° Schéma de l'amplificateur. — Sur la figure 15.07, nous avons indiqué les éléments connus du montage.

a) Polarisation :

$V_{CC} = -9$ V
$R_C = 220\ \Omega$
$R_E = 100\ \Omega$
$R_1 = 1\ k\Omega$.

b) Fonctionnement en alternatif :

$R = 220\ \Omega$
$C = 0{,}2\ \mu F$, $\gamma = 10\ \mu F$
$C_E = C_1 = C_2 = 500\ \mu F$.

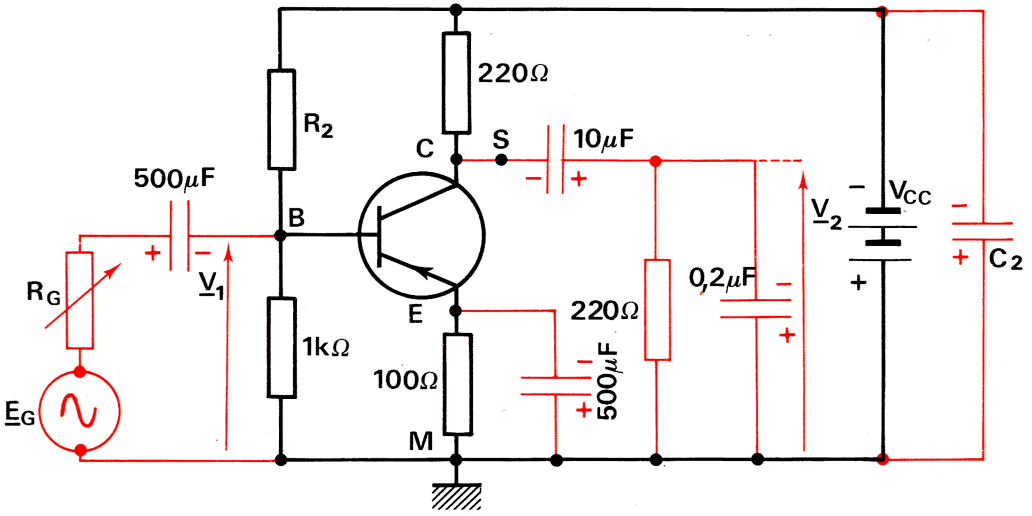


FIG. 15.07. — *Schéma de l'amplificateur.*

Le générateur de commande est un générateur de tension de f.é.m. $\underline{E}_G$ et de fréquence réglable, monté en série avec une résistance R_G réglable.

3. Travail à effectuer.

1° Polarisation du transistor. — Calculer la valeur de la résistance R_2 permettant de réaliser le point de repos choisi. Effectuer alors le montage et vérifier les valeurs de I_{C0} et V_{CE0}.

2° Calcul. — A l'aide des relations établies au paragraphe 1, calculer numériquement A_{v0}, R_e, R_s, f_i et f_s.

3° Expérimentation.

a) Mesurer la résistance d'entrée du montage. Comparer la valeur trouvée à celle calculée ci-dessus

b) Mesurer la résistance de sortie vue des bornes S et M pour plusieurs valeurs de R_G (0, 1 kΩ, 10 kΩ, 100 kΩ). Expliquer, s'il y a lieu, les écarts observés.

c) Pour une tension d'entrée constante :

$$v_{1eff} = 10 \text{ mV},$$

relever v_{2eff} pour une dizaine de valeurs de la fréquence f. Tracer la courbe donnant A_v en fonction de f.

d) Relever sur la courbe les valeurs de A_{v0}, f_i et f_s et les comparer avec les valeurs calculées. Déterminer la bande passante $\mathcal{B}$ à —3dB :

$$\mathcal{B} = f_s - f_i$$

e) A la fréquence $f = 1\,000$ Hz, faire varier la tension d'entrée v_{1eff} et observer à l'oscilloscope la forme de la tension de sortie. Dessiner quelques oscillogrammes (pour $v_{1eff} = 10$ mV, 50 mV, 100 mV). Expliquer l'origine des distorsions observées.

16

AMPLIFICATEUR A TRANSISTOR MONTÉ EN BASE COMMUNE

MESURE N° 14

1. Montage base commune.

1° Paramètres du transistor. — En audiofréquences, le transistor est défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun h_{11} et h_{21}. Nous supposons que les paramètres h_{12} et h_{22} sont nuls.

2° Montage (fig. 16.01). — L'amplificateur est réalisé avec un transistor PNP polarisé par pont de base. Pour l'alternatif, la base est reliée à la masse du montage par un condensateur C_1 de forte capacité (500 µF). Les éléments nécessaires au fonctionnement en alternatif sont en rouge sur la figure 16.01.

3° Schéma équivalent du montage. — Il est représenté figure 16.02. Les résistances de polarisation R_1 et R_2 n'ont pas à figurer car elles sont court-circuitées par les condensateurs C_1 et C_4 [1].

1. Rappelons que si V_{cc} est fournie par une alimentation stabilisée C_4 se trouve incorporé dans celle-ci.

4° Résultats. — Nous pouvons calculer les grandeurs caractéristiques de l'amplificateur sur le schéma équivalent de la figure 16.02.

a) Amplification en tension : nous avons successivement,

$$\underline{V}_2 = -R_C \underline{I}_2 = -R_C h_{21} \underline{I}_B \qquad (1)$$

$$\underline{V}_1 = -h_{11} \underline{I}_B \qquad (2)$$

D'où :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{R_C h_{21}}{h_{11}}$$

b) Amplification en courant : au point E, nous avons,

$$\underline{I}_1 = -h_{21} \underline{I}_B - \underline{I}_B - \underline{I}_E \qquad (3)$$

Comme $\underline{V}_1 = -R_E \underline{I}_E = -h_{11} \underline{I}_B \qquad (4)$

il vient

$$\underline{I}_1 = -\left(h_{21} + 1 + \frac{h_{11}}{R_E}\right) \underline{I}_B = -\left(h_{21} + 1 + \frac{h_{11}}{R_E}\right) \frac{\underline{I}_2}{h_{21}}$$

L'amplification en courant du montage est :

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{h_{21}}{h_{21} + 1 + \frac{h_{11}}{R_E}}$$

En module, l'amplification en courant est inférieure à un.

c) Résistance d'entrée : c'est le quotient $R_e = \frac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1}$.

L'équation 3 s'écrit :

$$\underline{I}_1 = -(h_{21}+1)\underline{I}_B - \underline{I}_E$$

Soit d'après (4) :

$$\underline{I}_1 = \frac{(h_{21}+1)\underline{V}_1}{h_{11}} + \frac{\underline{V}_1}{R_E}$$

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{V}_1} = \frac{h_{21}+1}{h_{11}} + \frac{1}{R_E} = \frac{R_E(h_{21}+1)+h_{11}}{h_{11}R_E}$$

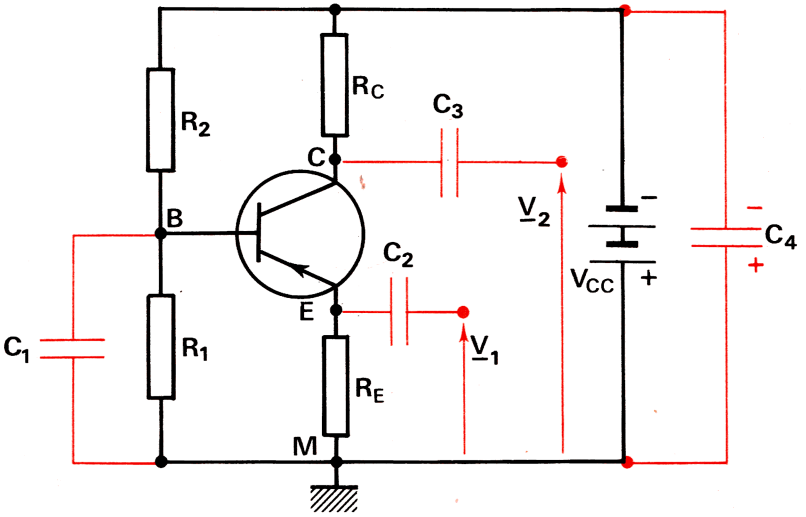


FIG. 16.01. — *Montage base commune.*

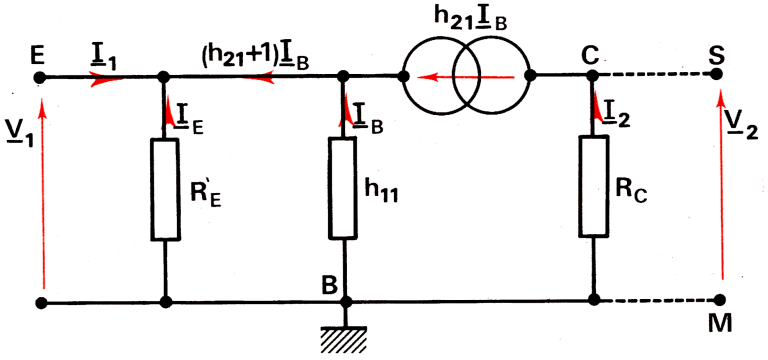


FIG. 16.02. — *Schéma équivalent du montage.*

et $$R_e = \frac{h_{11}R_E}{R_E(h_{21}+1)+h_{11}}$$

d) Résistance de sortie : la résistance de sortie du transistor étant infinie ($h_{22} = 0$), la résistance de sortie de l'étage amplificateur se réduit à R_C.
Vue des bornes S et M, la résistance de sortie du montage est :

$$R_s = R_C$$

2. Réalisation de l'amplificateur.

1° Transistor utilisé. — L'amplificateur est réalisé avec un transistor PNP de type AC 126, défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun : $h_{11} = 600\ \Omega$, $h_{21} = 160$, $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$.

2° Schéma de l'amplificateur. (fig. 16.03). — Sur la figure 16.03 nous avons indiqué les valeurs des éléments utilisés. Le générateur de commande est monté en série avec une résistance R_G réglable de 0 à 10 kΩ.
La source continue V_{CC} est supposée convenablement découplée pour l'alternatif.

3. Travail à effectuer.

1° Polarisation du transistor. — Réaliser le montage permettant de polariser le transistor et relever les coordonnées du point de repos.

2° Choix des condensateurs. — Indiquer les valeurs des capacités adoptées pour les condensateurs C_2 et C_3 et justifier ce choix.

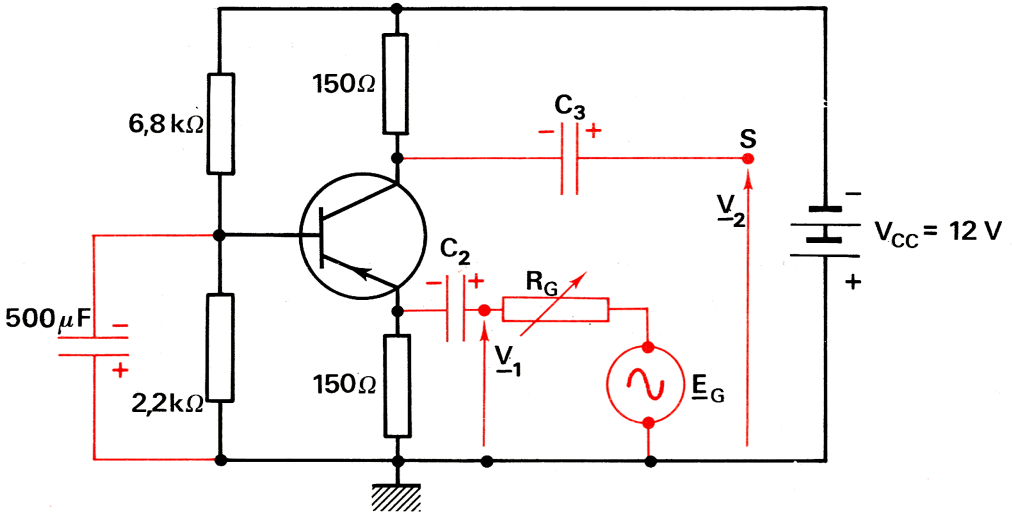


FIG. 16.03. — *Schéma de l'amplificateur (Ajouter C_4 si nécessaire).*

3° Fonctionnement dynamique. — A la fréquence $f = 1\,000$ Hz, relever :

a) la courbe de linéarité $v_{2eff} = F(v_{1eff})$;

b) les amplifications en tension et en courant; en déduire l'amplification en puissance;

c) la résistance d'entrée du montage : celle-ci est très faible (quelques ohms) et la méthode donnant des résultats convenables est la méthode de la résistance parallèle (voir chap. 13, § 4);

d) la résistance de sortie R_s pour deux valeurs de la résistance d'attaque :

$R_G = 0$ (attaque en tension)
$R_G = 10\ k\Omega$ (attaque en courant)

R_s peut-elle être considérée comme constante?

17

AMPLIFICATEUR A TRANSISTOR MONTÉ EN COLLECTEUR COMMUN

MESURE N° 15

1. Montage collecteur commun.

1° Paramètres du transistor. — En audiofréquences, le transistor est défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun h_{11} et h_{21}. Nous supposons que les paramètres h_{12} et h_{22} sont nuls.

2° Montage (fig. 17.01). — L'amplificateur est réalisé avec un transistor polarisé par une résistance R placée entre collecteur et base et une résistance R_E entre émetteur et masse. Une alimentation stabilisée fournit la tension V_{CC}.
La tension alternative de commande appliquée entre base et masse est délivrée par un générateur

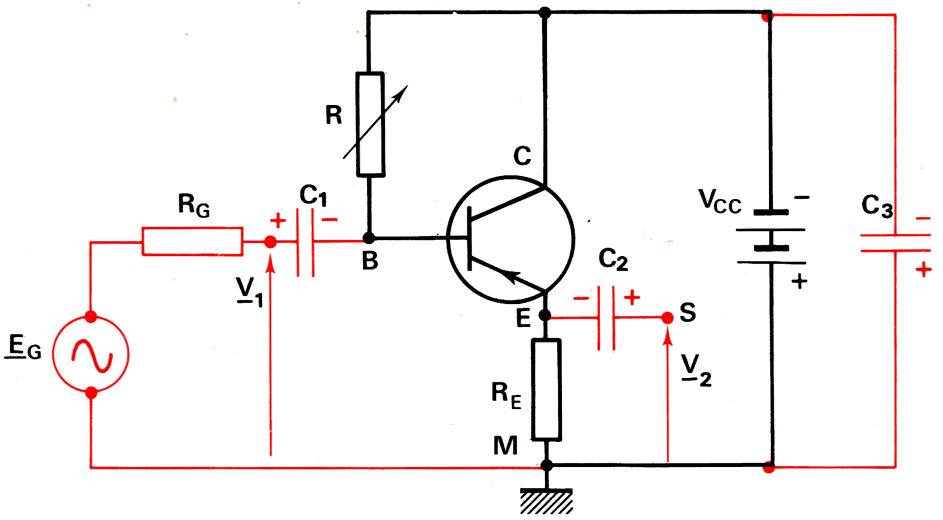


FIG. 17.01. — *Montage collecteur commun.*

de f.é.m. $\underline{E}_G$, de résistance R_G. La tension de sortie est prélevée entre émetteur et masse (les éléments nécessaires au fonctionnement en alternatif sont représentés en rouge sur la fig. 17.01).

3° Schéma équivalent du montage. — Il est représenté figure 17.02 et permet le calcul des grandeurs caractéristiques de l'amplificateur.

4° Résultats.

a) Amplification en tension : la loi des nœuds appliquée au point E (fig. 17.02) donne :

$$\underline{I}_2 = -\underline{I}_B - h_{21}\underline{I}_B = -(h_{21}+1)\underline{I}_B$$

Les tensions $\underline{V}_1$ et $\underline{V}_2$ s'écrivent respectivement,

$$\underline{V}_1 = h_{11}\underline{I}_B - R_E\underline{I}_2 = [h_{11}+R_E(h_{21}+1)]\underline{I}_B$$
$$\underline{V}_2 = -R_E\underline{I}_2 = R_E(h_{21}+1)\underline{I}_B$$

D'où :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = \frac{R_E(h_{21}+1)}{h_{11}+R_E(h_{21}+1)}$$

Cette expression nous montre que :

— l'amplification $\underline{A}_v$ est un nombre positif légèrement inférieur à l'unité,

— les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

b) Amplification en courant : appliquons la loi des nœuds aux points B et E (fig. 17.02),

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{I}+\underline{I}_B \\ \underline{I}_2 = -(h_{21}+1)\underline{I}_B \Rightarrow \underline{I}_B = -\dfrac{\underline{I}_2}{h_{21}+1} \end{cases}$$

soit

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{V}_1}{R}+\underline{I}_B = \frac{h_{11}\underline{I}_B - R_E\underline{I}_2}{R}+\underline{I}_B$$

$$\underline{I}_1 = \left(\frac{h_{11}}{R}+1\right)\underline{I}_B - \frac{R_E}{R}\underline{I}_2$$

et en tenant compte de l'expression de $\underline{I}_B$ en fonction de $\underline{I}_2$,

$$\underline{I}_1 = -\left(\frac{h_{11}}{R}+1\right)\frac{\underline{I}_2}{h_{21}+1} - \frac{R_E}{R}\underline{I}_2$$
$$- -\left(\frac{\frac{h_{11}}{R}+1}{h_{21}+1}+\frac{R_E}{R}\right)\underline{I}_2$$
$$= -\frac{h_{11}+R+R_E(h_{21}+1)}{R(h_{21}+1)}\underline{I}_2$$

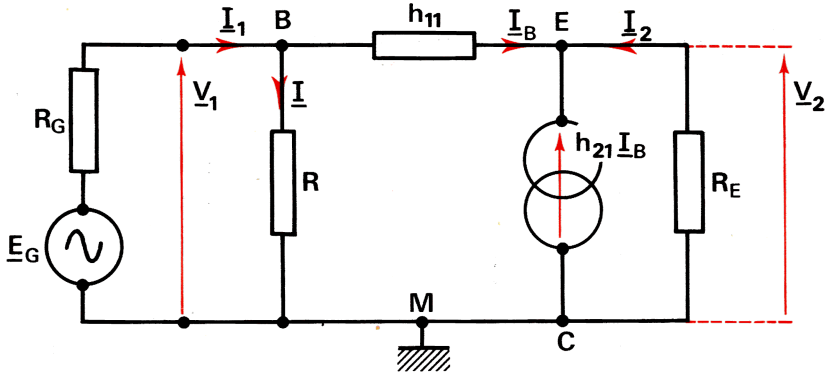


FIG. 17.02. — *Schéma équivalent de l'amplificateur.*

D'où $\underline{A}_i = \dfrac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\dfrac{R(h_{21}+1)}{h_{11}+R+R_E(h_{21}+1)}$

c) Résistance d'entrée : c'est le quotient $R_e = \dfrac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1}$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}+\underline{I}_B = \frac{\underline{V}_1}{R} + \frac{\underline{V}_1}{h_{11}+R_E(h_{21}+1)}$$

d'où : $\dfrac{1}{R_e} = \dfrac{\underline{I}_1}{\underline{V}_1} = \dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{h_{11}+R_E(h_{21}+1)}$

d) Résistance de sortie : la résistance de sortie est le quotient $R_s = \dfrac{\underline{V}_2}{\underline{I}_2}$. Pour la calculer, nous remplaçons le générateur de commande par sa résistance R_G et nous alimentons le circuit entre E et M (fig. 17.03).
L'ensemble des trois résistances $\{R_G, R, h_{11}\}$ peut être remplacé par la résistance équivalente R′ :

$$R' = h_{11} + \frac{RR_G}{R+R_G}$$

Avec R′ le schéma se simplifie (fig. 17.04).

Au point E, nous avons :

$$\underline{I}_2 = \underline{I} - (h_{21}+1)\underline{I}_B = \frac{\underline{V}_2}{R_E} + \frac{(h_{21}+1)\underline{V}_2}{R'}$$

soit

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{V}_2} = \frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}+1}{R'}$$

Puisque R′ dépend de R_G, la résistance de sortie R_s est aussi fonction de R_G.
Pour une attaque en tension, puisque

$$R_G = 0 \Rightarrow R' = h_{11}$$

il vient :

$$\frac{1}{R'_s} = \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}+1}{h_{11}}$$

Pour une attaque en courant, puisque

$$R_G = \infty \Rightarrow R' = h_{11}+R$$

$$\frac{1}{R''_s} = \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}+1}{h_{11}+R}$$

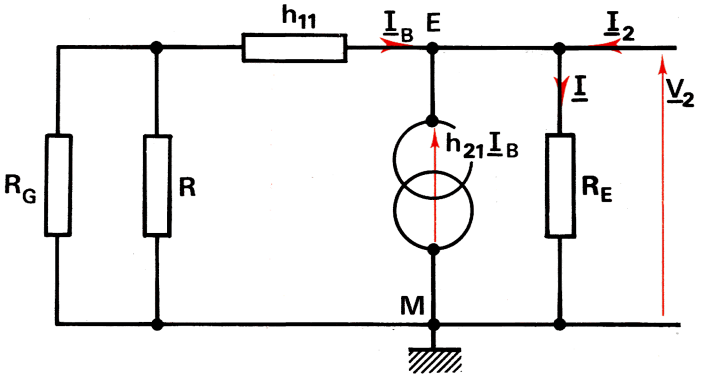


FIG. 17.03. — *Détermination de R_s.*

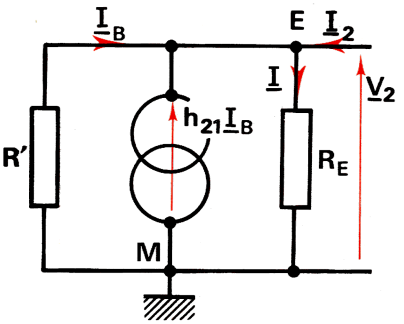


FIG. 17.04.

2. Réalisation de l'amplificateur.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor PNP de type AC 125 pour lequel les paramètres hybrides en montage émetteur commun sont :

$$h_{11} = 1{,}7\ \text{k}\Omega;\ h_{21} = 120;\ h_{12} \approx 0;\ h_{22} \approx 0.$$

2° Schéma de l'amplificateur. *a*) Le schéma du montage est celui de la figure 17.01 où :

V_{CC} est une alimentation stabilisée de f.é.m. 12 V. E_G est un générateur de f.é.m. réglable, de fréquence 1 kHz, R_G est réglable de 0 à 100 kΩ.

b) Point de repos : le point de repos du transistor est défini par $I_{C0} = -3$ mA, $V_{CE0} = -6$ V, $I_{B0} = -25$ µA, $V_{BE0} \approx 0$.
Calculer les valeurs de R et R_E permettant de réaliser ce point de repos.

3. Travail à effectuer.

1° Polarisation du transistor. — Réaliser le montage permettant de polariser le transistor au point de repos choisi et mesurer les grandeurs de repos.

2° Choix des condensateurs. — Indiquer les valeurs des capacités adoptées pour les condensateurs C_1 et C_2 et justifier ce choix.

3° Fonctionnement dynamique. — A la fréquence $f = 1$ kHz, relever :

a) la courbe de linéarité $v_{2eff} = F(v_{1eff})$;

b) les amplifications en tension et en courant; en déduire l'amplification en puissance;

c) la résistance d'entrée du montage;

d) la résistance de sortie R_s pour plusieurs valeurs de la résistance d'attaque R_G (de 0 à 100 kΩ). Tracer la courbe donnant R_s en fonction de R_G.

18

ÉTAGE AMPLIFICATEUR AVEC RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR NON DÉCOUPLÉE

MESURE N° 16

1. Étude du montage.

1° Schéma de principe. — Nous considérons un étage amplificateur (fig. 18.01) présentant une seule modification par rapport au montage émetteur commun (chap. 15) : la résistance d'émetteur R_E n'est pas découplée. La tension d'entrée $\underline{V}_1$ est toujours appliquée entre la base et la masse du montage et la tension de sortie $\underline{V}_2$ est toujours prélevée entre le collecteur et la masse.

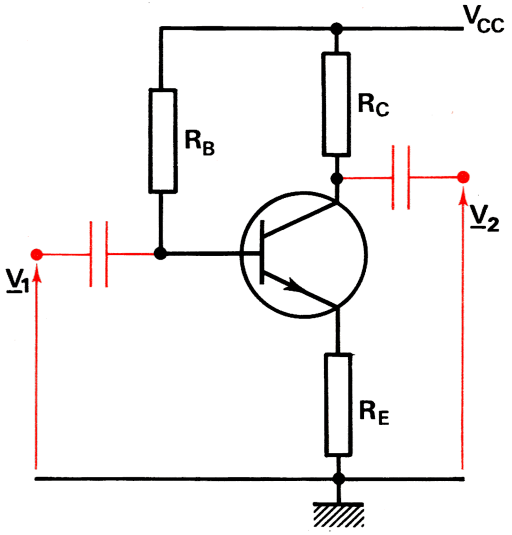


FIG. 18.01. — *Amplificateur avec résistance d'émetteur non découplée.*

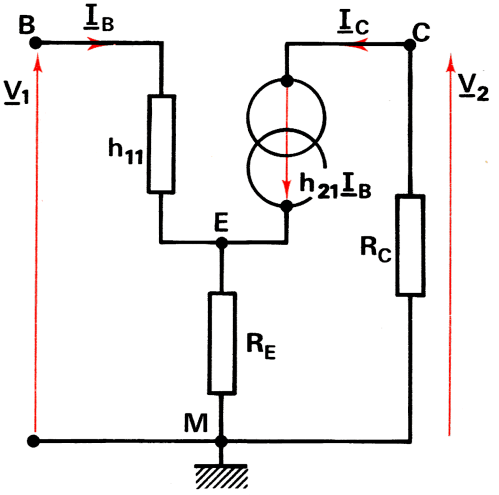


FIG. 18.02. — *Schéma équivalent de l'étage.*

2° Schéma équivalent de l'étage (fig. 18.02). — Nous considérons un transistor pour lequel les paramètres hybrides en montage émetteur commun sont h_{11} et h_{21} (h_{12} et h_{22} sont nuls). Au schéma équivalent du transistor nous ajoutons :

— entre E et M, la résistance R_E;

— entre C et M, la résistance R_C.

La résistance R_B ne figure pas sur le schéma équivalent de l'étage : elle est supposée suffisamment grande devant la résistance d'entrée du montage pour que son influence puisse être négligée.

3° Résultats. — Les grandeurs caractéristiques de l'étage s'écrivent [1] :

a) Amplification en courant :

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B} = h_{21}$$

1. Voir chap. 6, § 31, NIARD, Électronique TF_2. Masson et Cie, édit.

b) Amplification en tension :

$$\underline{A}_v = \frac{-R_C h_{21}}{h_{11} + R_E(h_{21}+1)}$$

c) Résistance d'entrée :

$$R_e = h_{11} + R_E(h_{21}+1)$$

d) Résistance de sortie :

$$R_s = R_C$$

2. Schéma de l'amplificateur (fig. 18.03).

1° Transistor utilisé. — L'étage amplificateur est réalisé avec un transistor NPN de type BC 108, de paramètres :

$$h_{11} = 4{,}5\ \text{k}\Omega,\ h_{21} = 330,\ h_{12} \approx 0,\ h_{22} \approx 0.$$

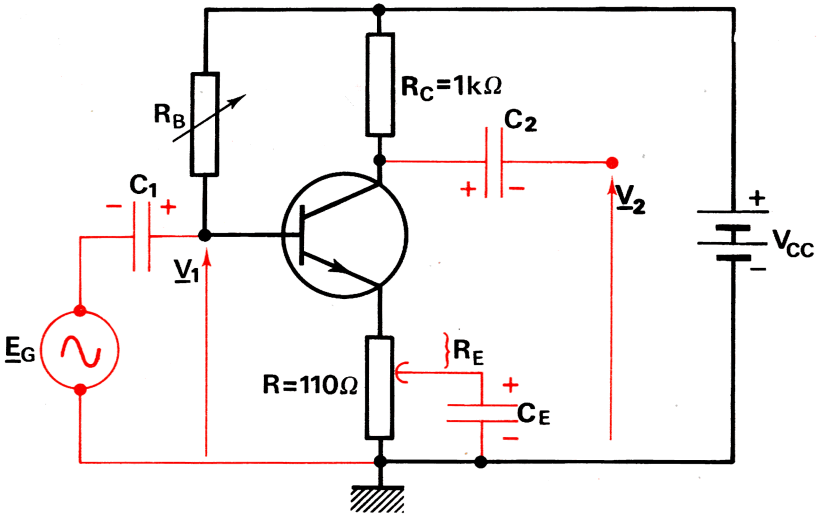


FIG. 18.03. — *Schéma de l'amplificateur.*

2° Point de repos. — Nous choisissons un point de repos défini par :

$$V_{CE0} = 5 \text{ V}, \quad I_{C0} = 2 \text{ mA}.$$

A ces valeurs correspondent :

$$V_{BE0} = 620 \text{ mV} \text{ et } I_{B0} = 10 \text{ µA}.$$

3° Schéma (fig. 18.03). — *a*) La polarisation du transistor est assurée par une alimentation stabilisée de f.é.m. V_{CC} et une résistance R_B branchée entre la base et le pôle positif de V_{CC}.

b) Afin d'étudier l'influence de la résistance d'émetteur R_E non découplée, nous branchons entre base et masse une résistance R (boîte à décades) partiellement court-circuitée par un condensateur C_E. **R_E est donc la portion de R non court-circuitée.**

c) Capacités des condensateurs :

$$C_1 = C_2 = C_E = 100 \text{ µF}$$

d) Avec $R_C = 1$ kΩ et $R = 110$ Ω, calculer les valeurs de V_{CC} et de R_B qui permettront d'obtenir le point de repos choisi.

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage nécessaire à la polarisation du transistor et vérifier les coordonnées V_{CE0}, I_{C0} du point de repos.

2° Fonctionnement dynamique.

a) En utilisant les formules du paragraphe 1, calculer numériquement A_i et R_s, puis A_v et R_e pour les valeurs de R_E suivantes :

$$0, \ 10 \ \Omega, \ 20 \ \Omega, \ \ldots, \ 110 \ \Omega.$$

b) Relever la courbe de linéarité $v_{2eff} = F(v_{1eff})$ à la fréquence $f = 1$ kHz lorsque la résistance R est totalement découplée ($R_E = 0$). Noter la valeur de la tension correspondant à la fin de la partie linéaire.

c) Appliquer à l'entrée de l'amplificateur la tension maximale v_{1eff} compatible avec un fonctionnement linéaire ($f = 1$ kHz) et relever les valeurs de l'amplification en tension A_v et de la résistance d'entrée R_e pour $R_E = 0$, 10 Ω, 20 Ω, ..., 110 Ω. Comparer les valeurs trouvées aux valeurs calculées.

d) Tracer les courbes $A_v = F(R_E)$ et $R_e = F(R_E)$.

19

AMPLIFICATEUR A CHARGE RÉPARTIE

MESURE N° 17

1. Étude du montage.

1° Schéma de principe. — C'est un amplificateur avec résistance d'émetteur non découplée (fig. 19.01). Le schéma du montage est donc le même que celui de la figure 18.01. La tension d'entrée $\underline{V}_1$ est appliquée entre la base et la masse.

L'amplificateur présente deux sorties S et S′ auxquelles correspondent deux tensions :

a) entre collecteur et masse, la tension $\underline{V}_2$;

b) entre émetteur et masse, la tension $\underline{V}'_2$.

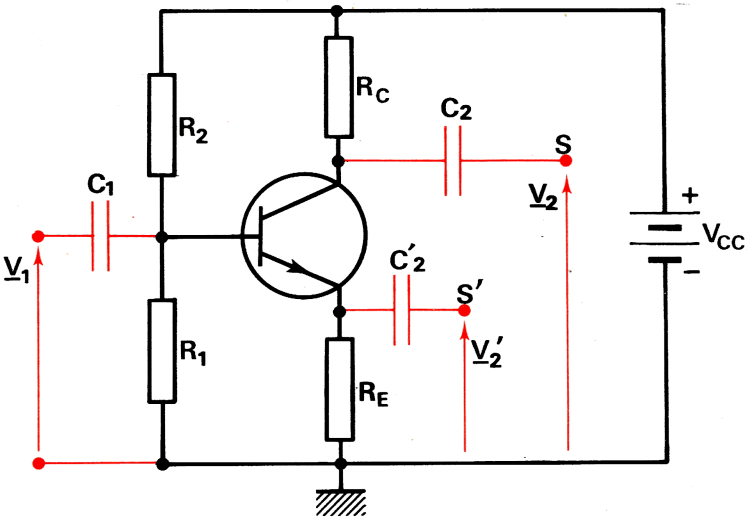


FIG. 19.01. — *Schéma du montage.*

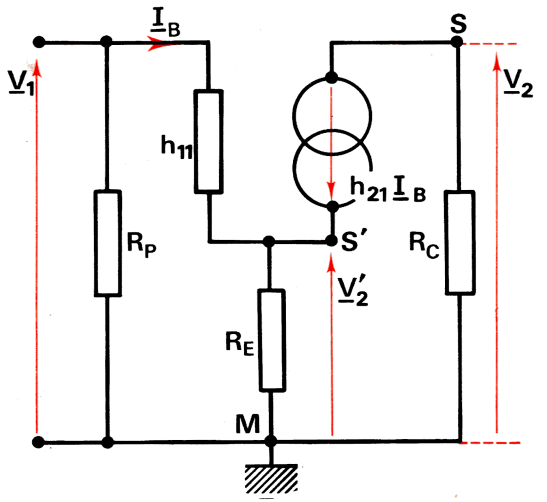


FIG. 19.02. — *Schéma équivalent.*

2° Schéma équivalent de l'étage (fig. 19.02). — Pour le transistor utilisé, les paramètres h_{12} et h_{22} sont supposés nuls. Au schéma équivalent du transistor, nous ajoutons les résistances R_E et R_C.

La résistance $R_P = \dfrac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$ vient en parallèle sur l'entrée du montage.

3° Calcul des tensions de sortie.

a) Expressions de $\underline{V}_2$ et $\underline{V}'_2$: d'après le schéma équivalent du montage (fig. 19.02), nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \underline{V}_2 = -R_C h_{21} \underline{I}_B \\ \underline{V}'_2 = R_E(h_{21}+1)\underline{I}_B \end{cases}$$

Si h_{21} est très grand devant l'unité (cas fréquent), il vient :

$$\begin{cases} \underline{V}_2 = -R_C h_{21} \underline{I}_B \\ \underline{V}'_2 = R_E h_{21} \underline{I}_B \end{cases}$$

b) Relation entre les tensions de sortie : effectuons le rapport de ces tensions :

$$\frac{\underline{V}_2}{\underline{V}'_2} = -\frac{R_C h_{21} \underline{I}_B}{R_E h_{21} \underline{I}_B} = -\frac{R_C}{R_E}$$

Dans le cas particulier où $R_C = R_E$, nous avons,

$$\boxed{\frac{\underline{V}_2}{\underline{V}'_2} = -1}$$

c) Conclusion : la relation précédente est une relation entre nombres complexes et s'écrit :

$|V_2| = |V'_2| \Rightarrow v_{2eff} = v'_{2eff}$

$\varphi_{v2} - \varphi_{v'_2} = \pi \Rightarrow v_2$ et v'_2 sont en opposition de phase.

Nous avons obtenu deux tensions de même valeur efficace et en opposition de phase; l'amplificateur est un **déphaseur à transistor.**

4° Calcul des résistances de sortie. — Nous les avons déjà calculées. Rappelons que :

a) entre S et M, la résistance de sortie est (voir chap. 15, § 1-3° *c*)) :

$$\boxed{R_s = R_C}$$

b) entre S′ et M, et pour une attaque en tension, nous avons (voir chap. 17, § 1 *d*)) :

$$\frac{1}{R'_s} = \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}+1}{h_{11}} \approx \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{h_{11}+h_{21}R_E}{h_{11}R_E}$$

Soit

$$\boxed{R'_s = \frac{h_{11}R_E}{h_{11}+h_{21}R_E}}$$

Les résistances de sortie côté collecteur et côté émetteur sont très différentes l'une de l'autre

($R'_s \ll R_s$), en effet pour les valeurs données ci-dessous au § 2, nous aurons :

$$R_s = 470\ \Omega \text{ et } R'_s = \frac{4\,500 \times 470}{4\,500 + 330 \times 470} \approx 13\ \Omega$$

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistor utilisé. — L'amplificateur est réalisé avec un transistor NPN de type BC 108, de paramètres,

$$h_{11} = 4{,}5\ \text{k}\Omega,\ h_{21} = 330,\ h_{12} = 0,\ h_{22} = 0.$$

Les coordonnées du point de repos choisi sont :

$V_{CE0} = 5$ V, $I_{C0} = 2$ mA,

$I_{B0} = 10\ \mu\text{A}$, $V_{BE0} = 620$ mV.

2° Schéma de réalisation (fig. 19.03).

a) La polarisation du transistor est assurée par une alimentation stabilisée de f.é.m. V_{CC} et un pont de polarisation $\{R_1, R_2\}$. Les résistances R_C et R_E valent :

$$R_C = R_E = 470\ \Omega$$

b) Capacité des condensateurs :

$$C_1 = C_2 = C'_2 = 50\ \mu\text{F}$$

3° Calcul des éléments du montage.

a) Calculer la valeur de V_{CC} permettant d'obtenir le point de repos choisi.

b) Calculer les valeurs des résistances R_1 et R_2 en se fixant une valeur du courant traversant R_1 compatible avec une bonne stabilisation thermique.

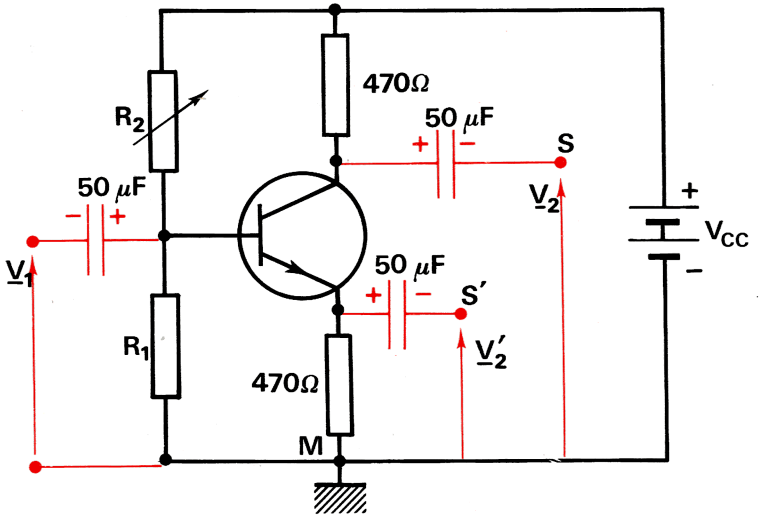


FIG. 19.03. — *Schéma de réalisation.*

REMARQUE. — Une fois ces résistances calculées, R_2 sera réalisée avec un potentiomètre dont on ajustera la valeur.

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage et obtenir le point de repos choisi en agissant sur R_2.

2° Fonctionnement dynamique.

a) A la fréquence $f = 1$ kHz, relever les variations de v_{2eff} et v'_{2eff} en fonction de v_{1eff}. On aura soin de rester dans un domaine de faible distorsion harmonique, et pour cela, un oscilloscope bicourbe visualisera en permanence v_2 et v'_2.
Porter les résultats des mesures dans un tableau et calculer le rapport $\frac{v_{2eff}}{v'_{2eff}}$.

b) Pour une tension v_{1eff} donnée, observer et mesurer à l'oscilloscope la phase de la tension v_2 par rapport à la tension v'_2.

c) Mesurer les résistances de sortie R_s (côté collecteur) et R'_s (côté émetteur). Comparer les valeurs trouvées aux valeurs calculées par les relations du § 1.

20

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CLASSE A

MESURE N° 18

1. Utilisation des réseaux de caractéristiques.

1° Signaux de grande amplitude en classe A. — L'amplification que nous avons étudiée dans les mesures précédentes est appelée *amplification en classe A :* au cours d'une période du signal à amplifier le *transistor est constamment conducteur.* En général le signal de sortie est alors semblable à celui d'entrée (sinusoïdal par exemple); c'est évidemment le cas tant que les signaux restent très faibles.

En admettant que la caractéristique dynamique $I_C(I_B)$ soit une droite, est-il encore possible de fonctionner en classe A si l'amplitude de i_B (alternatif) n'est plus négligeable devant I_{B0} (repos)? Pour que cette condition soit respectée, le point de fonctionnement à un instant donné, et dont les coordonnées sont la somme de la valeur de repos

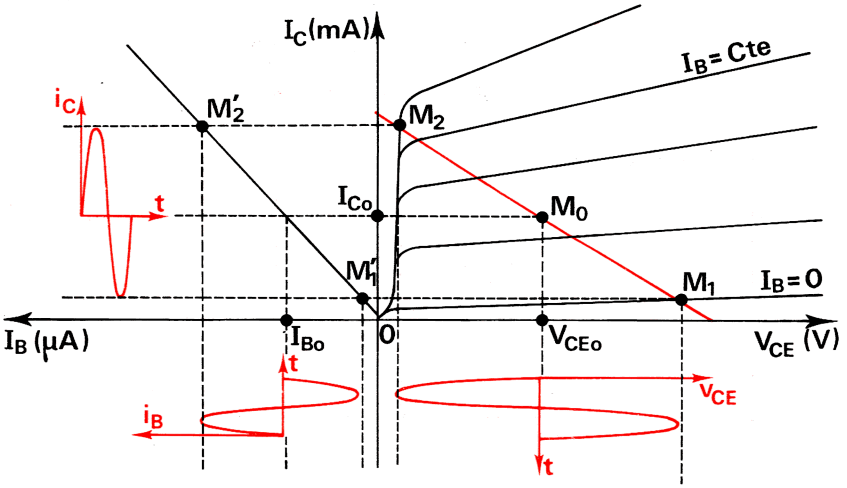


FIG. 20.01. — *Cas de l'amplitude maximale en classe A.*

et de celle du signal alternatif, ne doit pas sortir du segment de droite M_1M_2 (fig. 20.01). Il est donc nécessaire de placer le point de repos M_0 suffisamment loin de M_1 et de M_2 de façon que le point de fonctionnement vienne au plus en M_1 ou en M_2 quand le signal alternatif est maximal. **La position idéale pour M_0 est le milieu de M_1M_2,** l'excursion totale du point de fonctionnement pourra alors recouvrir tout le segment et l'amplitude des signaux alternatifs correspondra à la moitié de ce segment (fig. 20.01). Nous avons là le cas le plus favorable et, en classe A, il est impossible d'avoir une plus grande amplitude pour les signaux.

2° Montage (fig. 20.02). — L'amplificateur est un étage émetteur commun. En continu, la loi d'Ohm appliquée au circuit s'écrit :

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C - R_E I_E$$

Le plus souvent, nous pourrons admettre que $I_C \approx -I_E$, d'où :

$$V_{CC} = V_{CE} + (R_C + R_E) I_C$$

Cette relation est l'équation de la droite de charge en continu (en noir sur la fig. 20.03).
Pour une première discussion nous avons tracé un réseau idéalisé dans lequel les points M_1 et M_2 sont placés sur les axes. La droite de charge dynamique (en rouge sur la figure) passe par le point de repos M_0 et a un coefficient directeur proportionnel à $-\frac{1}{R_C}$. Si nous voulons que la puissance fournie à la charge soit maximale, d'une part M_0 doit être au milieu de M_1M_2 et d'autre part les grandeurs de repos V_{CE0} et I_{C0} doivent avoir les plus grandes valeurs compatibles avec un fonctionnement normal du transistor : leur produit doit être égal à la puissance maximale dissipable. Finalement, **la droite dynamique de charge doit être tangente en son milieu à l'hyperbole de dissi-**

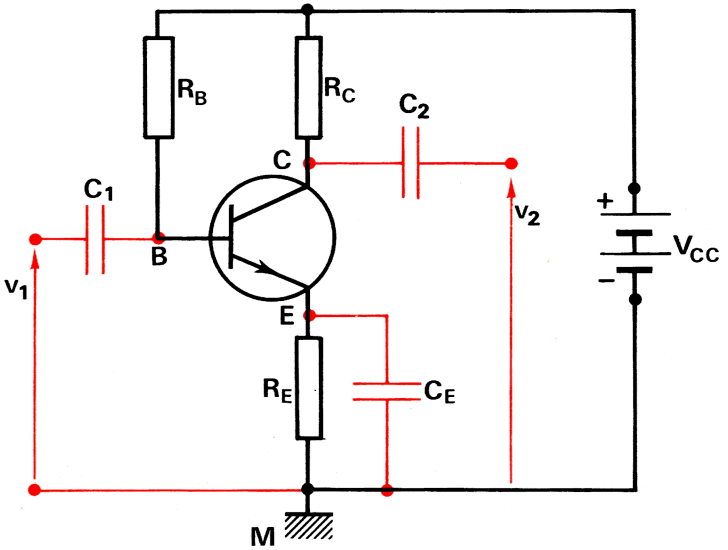


FIG. 20.02. — *Amplificateur de puissance en classe A.*

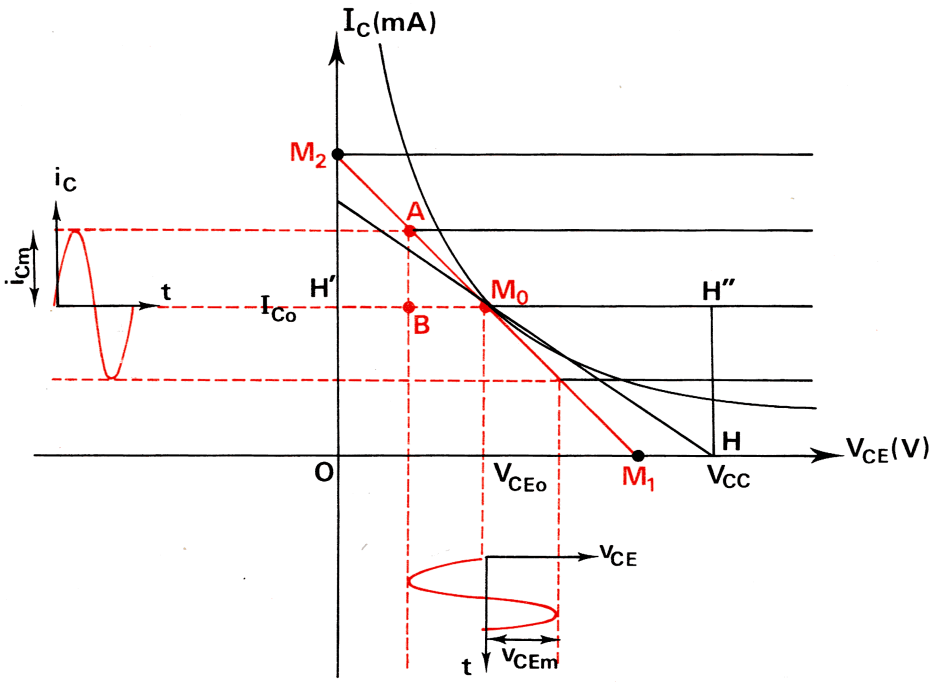


FIG. 20.03. — *Réseau idéalisé d'un transistor NPN, droites de charge et point de repos.*

pation maximale. Ces conditions fixent les valeurs de V_{CC} et R_C.

3° Rendement théorique de l'étage.

a) La puissance absorbée par le montage est constante et est égale à :

$$P_a = V_{CC} I_{C0}$$

Notons que cette valeur n'est qu'approchée puisque nous négligeons la puissance consommée par $R_B(R_B I_{B0}^2)$ et la puissance de commande $(v_{1eff} i_{1eff})$. La puissance absorbée est représentée par l'aire du rectangle OHH''H' (fig. 20.03).

b) La puissance utile dépensée dans la charge R_C est :

$$P_u = v_{CEeff} i_{Ceff} = \frac{v_{CEm} i_{Cm}}{2}$$

Cette puissance utile est représentée par l'aire du triangle M_0AB (fig. 20.03).

c) Le rendement théorique de l'étage est :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\text{aire du triangle } M_0AB}{\text{aire du rectangle } OHH''H'}$$

Une droite de charge étant donnée, ce rendement ne dépend que de la puissance utile donc de

l'amplitude AM_0. Pour obtenir le maximum de rendement, il faut que l'excursion totale du point de fonctionnement soit le segment M_1M_2.
Avec les valeurs de la figure 20.03, ce maximum serait de 20 % environ.

4° Rendement réel. — En pratique :

a) Le transistor admet une tension de déchet V_D ; le point M_2 ne peut être tout à fait sur l'axe des ordonnées. La tension maximale que nous pourrons recueillir aux bornes de R_C est $v_{CEm} = V_{CE0} - V_D$.

b) La caractéristique correspondant à $I_B = 0$ n'est pas confondue avec l'axe des abscisses (I_{CEO} n'est pas nul); le point M_1 ne peut être sur cet axe.

c) Dans ces conditions, le rendement maximal de l'étage est de l'ordre de 15 %.

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor de puissance de type AC 128 (PNP). Ses principales caractéristiques sont :

$$|I_{Cmax}| = 1 \text{ A}$$
$$\beta = 90$$
$$|I_{CBO}| = 10 \ \mu\text{A}$$
$$P_{max} = 1 \text{ W} \ (t_{amb} = 25 \text{ °C}).$$

Nous nous limiterons dans cette étude à une puissance maximale de 600 mW.

2° Schéma de l'amplificateur (fig. 20.04). — L'amplificateur est attaqué par un générateur de tension sinusoïdale de fréquence $f = 1$ kHz, en série avec une résistance R_G réglable.
Les éléments connus du montage sont indiqués sur la figure 20.04.

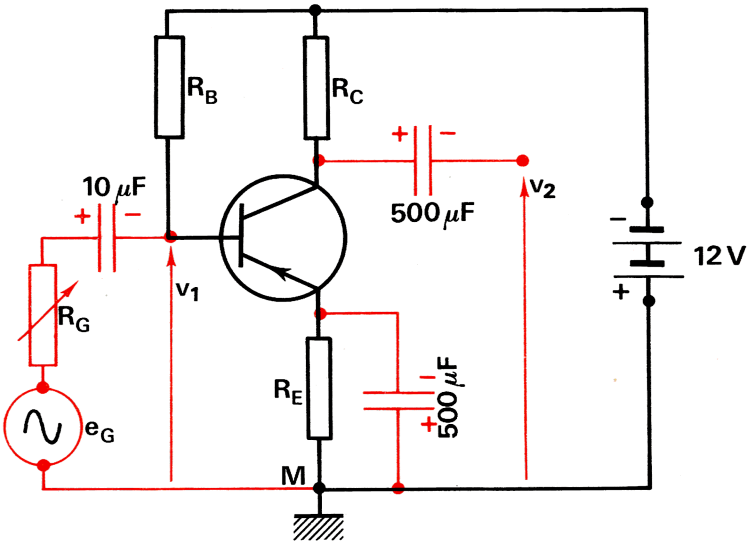


FIG. 20.04. — *Schéma de l'amplificateur.*

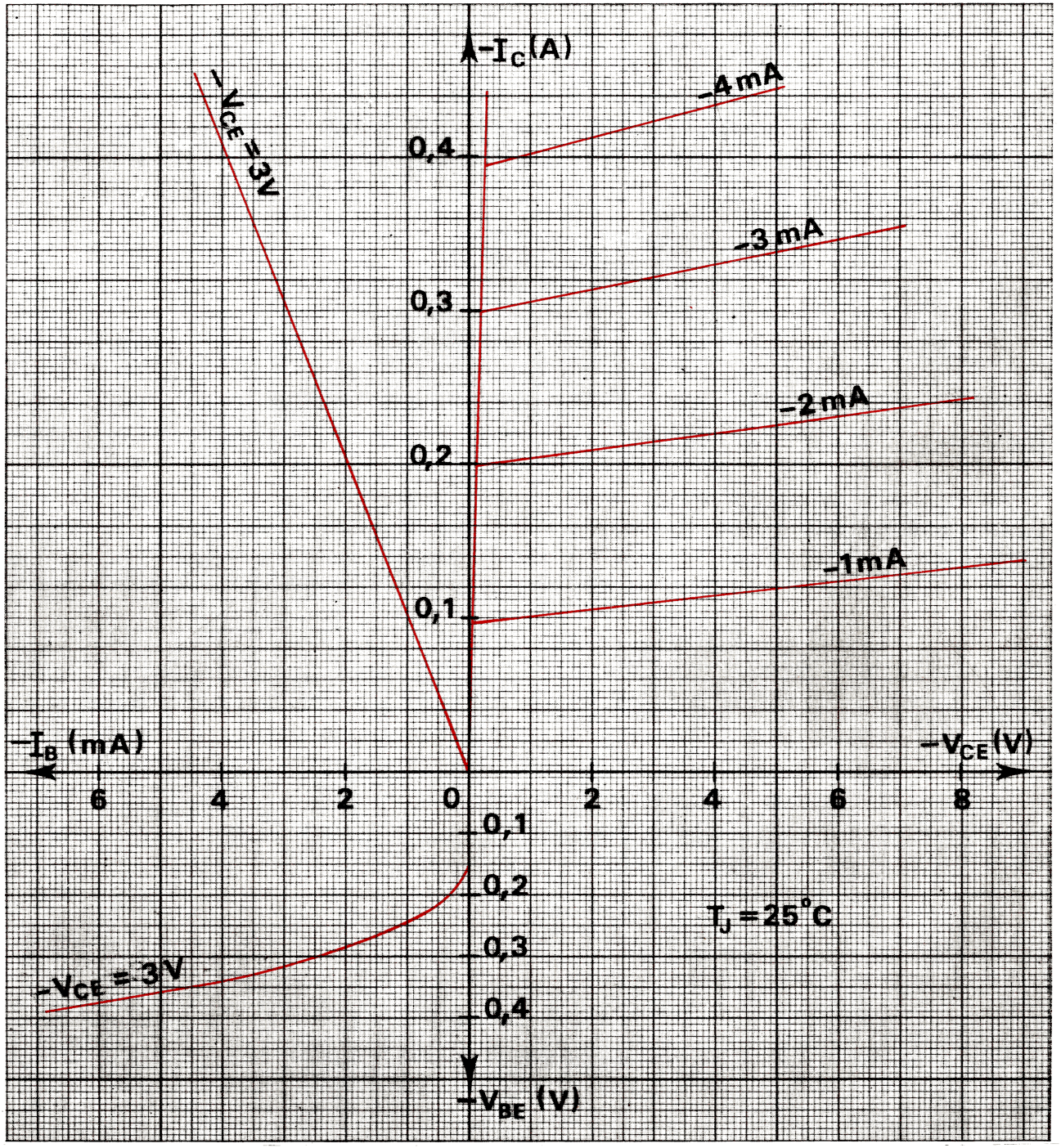


FIG. **20**.05. — *Réseaux de caractéristiques du transistor AC 128 en émetteur commun.*

3° Détermination du point de repos. — Sur le réseau de sortie du transistor (fig. 20.05), tracer l'hyperbole de dissipation maximale $P_{max} = 600$ mW. Déterminer les coordonnées I_{C0}, I_{B0}, V_{BE0} du point de repos M_0 situé sur cette hyperbole et d'abscisse $V_{CE0} = -3$ V.

4° Calcul des résistances du montage.

a) Calculer R_C pour que la droite de charge dynamique soit tangente à l'hyperbole de dissipation maximale en M_0.

b) Calculer alors R_E pour $V_{CC} = 12$ V.

c) Calculer R_B.

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage de la figure 20.04 avec les valeurs des résistances calculées au § 2-4°. Vérifier les coordonnées V_{CE0}, I_{C0} du point de repos.

REMARQUE. — La somme $(R_C + R_E)$ est faible (une cinquantaine d'ohms). On aura soin, pour la mesure de I_{C0}, de choisir un ampèremètre de très faible résistance.

2° Fonctionnement dynamique.

a) Avec un distorsiomètre, mesurer le taux de distorsion D de la tension de sortie en fonction de la valeur de la résistance R_G, pour trois valeurs de la tension de sortie :

$$v_{CEm} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}, 3 \text{ V}.$$

Porter les valeurs de D dans un tableau à double entrée :

R_G \ v_{CEm}	1 V	2 V	3 V

Sur un même graphique, tracer les courbes $D = F(R_G)$ pour les trois valeurs de tension.

b) Régler la tension d'entrée v_1 et la résistance R_G pour avoir à la sortie l'amplitude maximale avec une faible distorsion. Mesurer alors la puissance dans R_C et calculer le rendement du montage.

21

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CLASSE B

MESURE N° 19

1. Montage Push-Pull.

1° Montage. — Le montage utilise deux transistors NPN identiques T_1 et T_2, polarisés au point de blocage (fig. 21-01).

2° Étude du fonctionnement. — Quand le potentiel du point B_1 est positif par rapport à la masse, le transistor T_1 conduit et débite sur son demi-primaire du transformateur de sortie. Durant ce temps, T_2 est bloqué puisque le potentiel de B_2 est négatif par rapport à M.

La résistance R_u ramenée à ce demi-primaire vaut :

$$R_u = \frac{R}{m'^2} \quad \text{avec} \quad m' = \frac{n_2}{\frac{n_1}{2}} = 2m \quad \text{soit} \quad R_u = \frac{R}{4m^2}$$

Le transistor T_1 permet donc de faire passer dans la résistance R une alternance sur deux du signal amplifié.

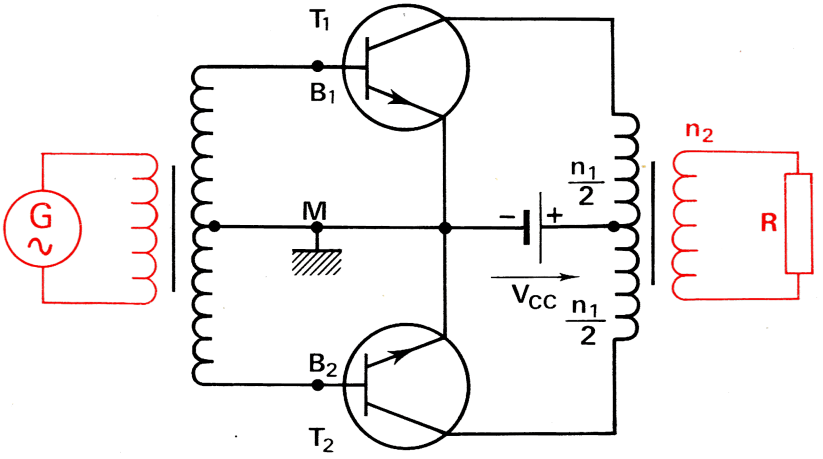


FIG. 21.01. — *Schéma de principe d'un amplificateur symétrique.*

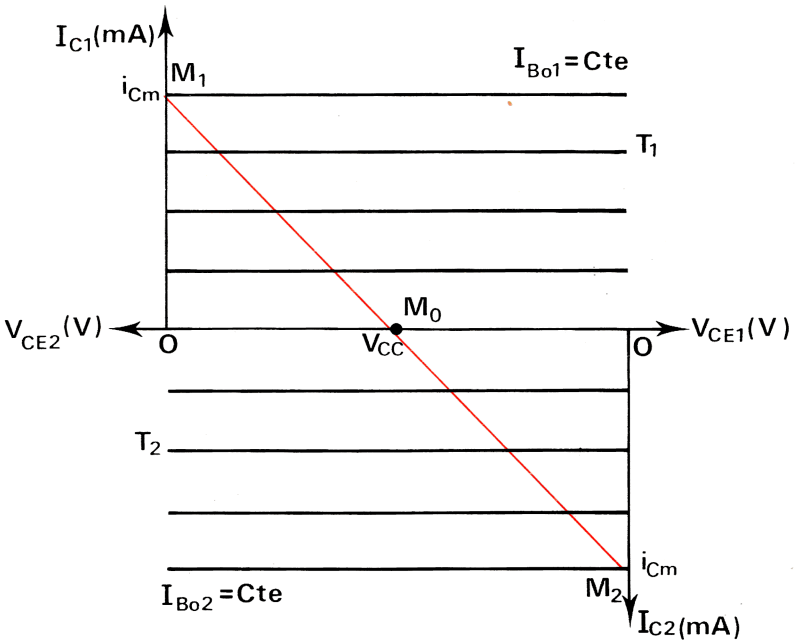


FIG. 21.02. — *Caractéristiques idéalisées de deux transistors en montage push-pull.*

Le raisonnement se répète lorsque le potentiel de B_2 est positif par rapport à la masse. Le transistor T_2 conduit à son tour tandis que T_1 est bloqué.

Si les deux transistors utilisés sont identiques, nous obtenons un courant sinusoïdal dans la résistance de charge R.

3° Utilisation des réseaux de caractéristiques. — L'étude du montage peut se faire graphiquement en accolant les caractéristiques des transistors (d'où le nom de caractéristiques composées). La droite de charge dynamique est évidemment la même pour chaque transistor si les deux demi-primaires du transformateur de sortie sont identiques (fig. 21.02). Les deux réseaux ont pour point commun, le point de repos des transistors, M_0, de coordonnées (V_{CC}, 0).

4° Rendement du montage. — On démontre (voir Électronique TF_2, § 41) que le rendement théorique maximal est

$$\eta_{max} = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\dfrac{V_{CC} i_{Cm}}{2}}{\dfrac{2V_{CC} i_{Cm}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785$$

En pratique, si nous tenons compte de la tension de déchet, de la dispersion des caractéristiques et du courant résiduel I_{CEO}, le rendement maximal atteint au mieux 70 %.

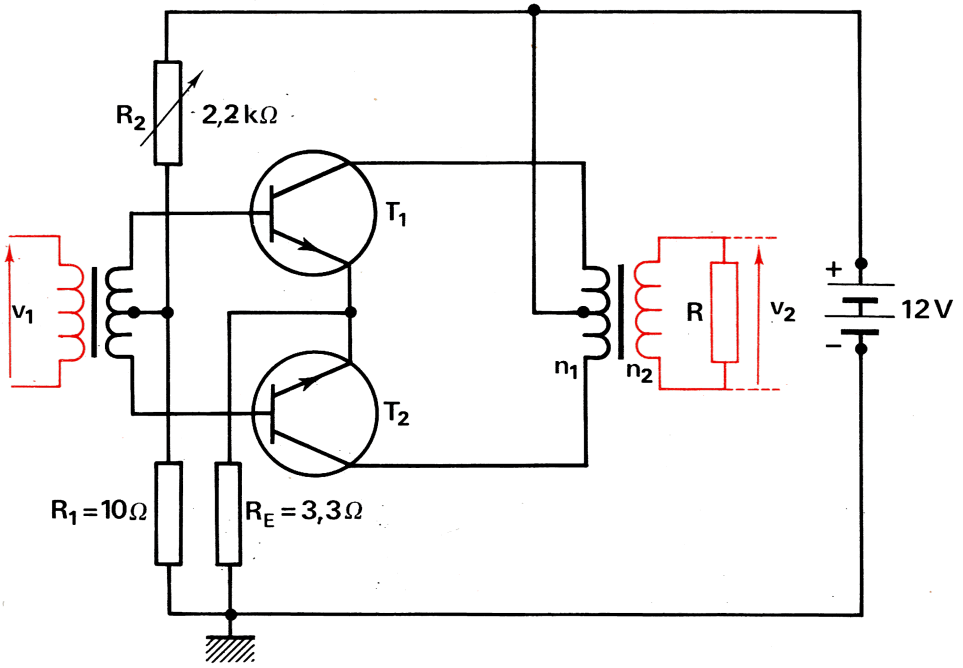


FIG. 21.03. — *Schéma de l'amplificateur.*

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistors utilisés. — Ce sont deux transistors identiques, de petite puissance, de type AC 127 (NPN). Leurs principales caractéristiques sont :

$$I_{C\,max} = 500 \text{ mA}$$

$$\beta = 100$$

$$P_{max} = 340 \text{ mW (à } T_J = 45 \text{ °C)}$$

$$I_{CBO} = 10 \text{ µA} \Rightarrow I_{CEO} = 1 \text{ mA}$$

2° Schéma de l'amplificateur (fig. 21.03).

a) Points de repos : les deux transistors T_1 et T_2 sont polarisés au point de blocage :

$$I_{B0} = 0, \; I_{C0} = I_{CEO} = 1 \text{ mA}$$

Un pont de polarisation $\{R_1, R_2\}$ permet d'ajuster la valeur de la tension V_{BE0}. Sur le réseau de caractéristiques des transistors (fig. 21.04), le courant base I_{B0} n'est plus nul dès que V_{BE} est supérieur à 0,1 V.
Nous nous fixerons donc :

$$V_{BE0} = 0{,}1 \text{ V}$$

La résistance $R_E = 3{,}3\ \Omega$ diminue le gain en ten-

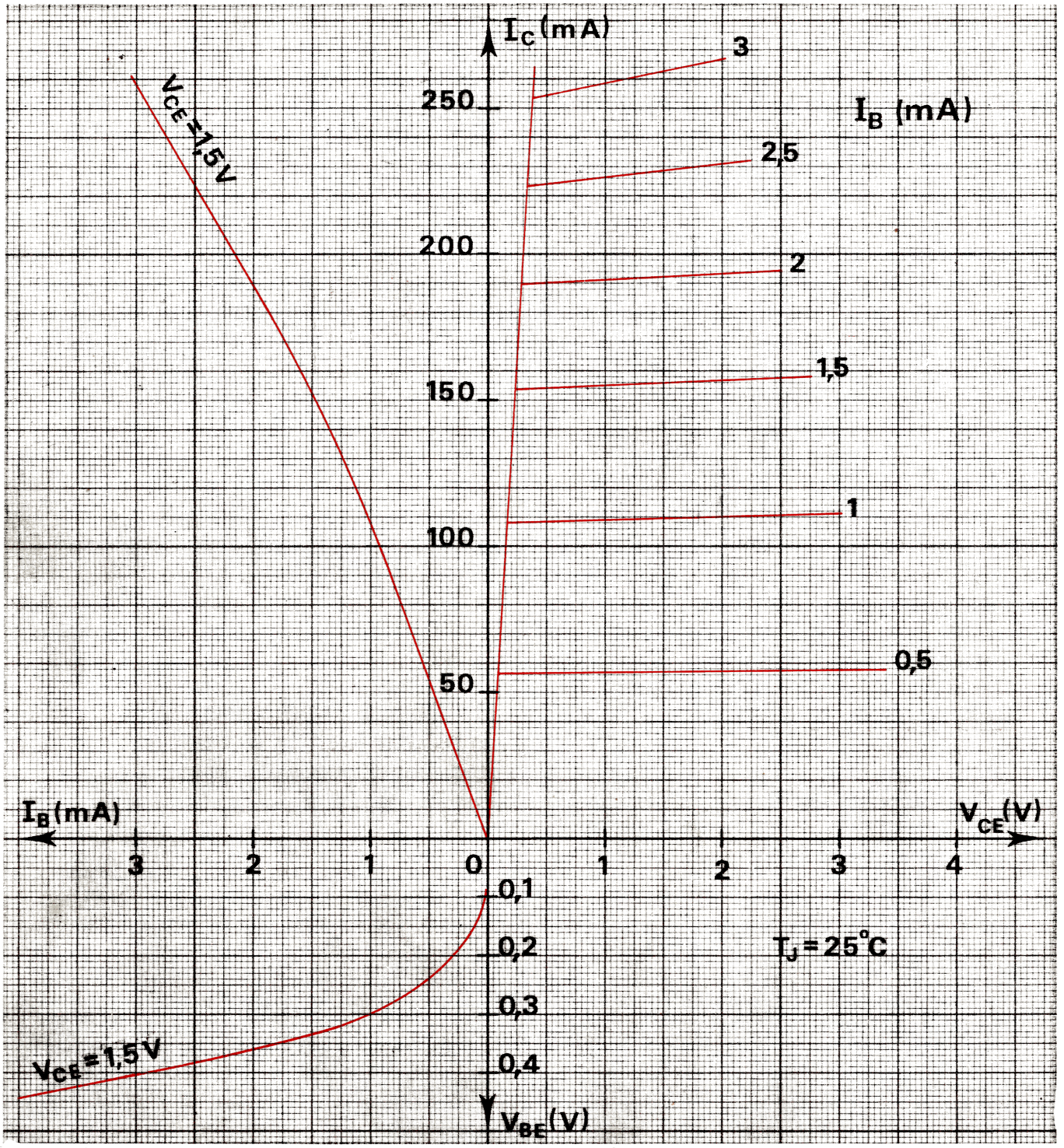


FIG. **21**.04. — *Caractéristiques en émetteur commun du transistor AC 127.*

sion de l'étage (contre-réaction) mais présente l'avantage de diminuer la distorsion.

b) Fonctionnement dynamique : les transformateurs d'entrée et de sortie sont supposés parfaits. Les nombres de spires du transformateur de sortie sont appelés n_1 et n_2.

3° Calcul des éléments du montage.

a) Calcul de R : déterminer la valeur de la résistance de charge R à brancher aux bornes du secondaire du transformateur de sortie pour que la résistance de charge vue par **chaque transistor** soit de 100 Ω.

b) Pour une tension $V_{CC} = 10$ V et $R_1 = 10$ Ω, à quelle valeur doit-on ajuster le potentiomètre R_2 pour obtenir $V_{BE0} = 0{,}1$ V?

c) Sur le réseau de caractéristiques des transistors (fig. 21.04), tracer la droite de charge dynamique et calculer la puissance maximale que l'on peut obtenir dans R sans distorsion appréciable.

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage et ajuster la résistance R_2 de manière à obtenir $V_{BE0} = 0{,}1$ V. Mesurer alors la valeur des courants collecteurs de T_1 et T_2.

2° Fonctionnement dynamique. — La tension d'entrée v_1 est une tension sinusoïdale de fréquence $f = 1$ kHz. Un oscilloscope contrôle en permanence la forme de la tension de sortie v_2.

a) Avec un distorsiomètre, mesurer le taux de distorsion D de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée v_{1eff}.
Tracer la courbe $D = F(v_{1eff})$.

b) Mesurer la puissance P_2 dépensée dans R pour diverses valeurs de v_{1eff}.
Tracer la courbe $P_2 = F(v_{1eff})$.

c) Déterminer la valeur maximale de P_2 compatible avec un faible taux de distorsion (5 % par exemple). Comparer cette valeur à celle déduite des réseaux de caractéristiques.

d) Diminuer légèrement R_2 : V_{BE0} augmente et l'amplificateur fonctionne en **classe AB**; le courant alternatif de collecteur de chaque transistor circule alors pendant plus d'une demi-période.
Dessiner l'oscillogramme de la tension v_2.

e) Augmenter R_2 par rapport à sa valeur initiale : V_{BE0} devient inférieure à 0,1 V et l'amplificateur fonctionne en **classe C**; les transistors sont bloqués pendant plus d'une demi-période du signal d'entrée. Dans ces conditions, le signal de sortie est formé de calottes de sinusoïdes. La distorsion est très importante et ce fonctionnement présente peu d'intérêt pour l'amplification de puissance en audiofréquences.
Dessiner l'oscillogramme de la tension v_2.

22

AMPLIFICATEUR SÉLECTIF

MESURE N° 20

1. Étude de l'amplificateur.

1° Schéma. — Nous pouvons obtenir un amplificateur sélectif en utilisant un circuit oscillant pour charge d'un étage amplificateur. Ce circuit formé d'une bobine $\{L_1; r_1\}$ et d'un condensateur associés en parallèle, est placé dans le circuit collecteur du transistor (fig. 22.01).

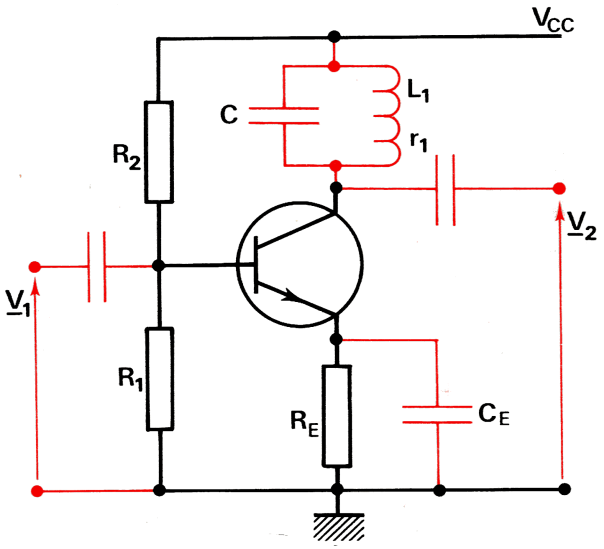


FIG. 22.01. — *Amplificateur sélectif à un seul circuit oscillant.*

2° Schéma équivalent.

a) Schéma équivalent de l'étage (fig. 22.02) : au schéma équivalent du transistor (défini par h_{11} et h_{21}) s'ajoutent :

— le circuit oscillant entre le collecteur et la masse,

— la résistance R_P, équivalente à R_1 et R_2 associées en parallèle, entre la base et la masse.

b) Transformation du schéma équivalent : au lieu d'utiliser une représentation série pour la bobine (L_1 et r_1 en série) nous pouvons adopter une représentation parallèle. Nous remplaçons donc l'ensemble $\{L_1, r_1\}$ par deux dérivations qui correspondent :

— l'une à une inductance pure de valeur

$$L = \frac{(Q^2+1)\,L_1}{Q^2} \qquad \left(\text{avec } Q = \frac{L_1\omega}{r_1}\right)$$

— l'autre à une résistance pure de valeur

$$r = r_1(1+Q^2)$$

Rappelons que si le facteur de qualité de l'inductance est très grand devant l'unité, nous avons :

$$L \approx L_1$$
$$r = Q^2 r_1$$

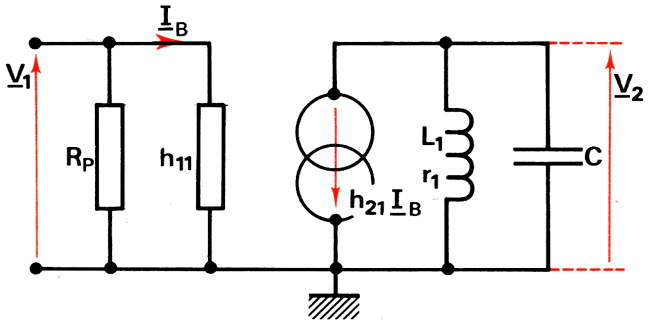


FIG. 22.02. — *Schéma équivalent de l'amplificateur.*

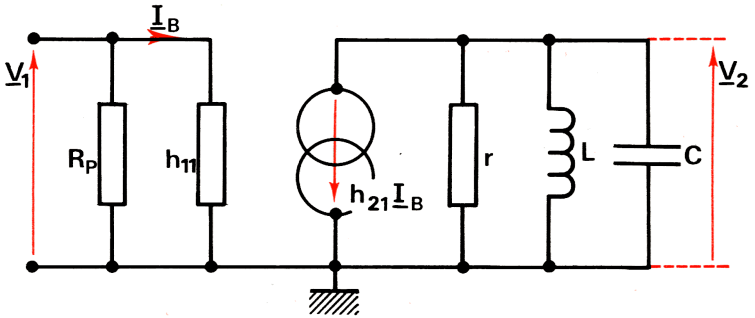


FIG. 22.03.

Nous obtenons le schéma équivalent de la fig. 22.03.

3° Amplification en tension.

a) Amplification $\underline{A}_v$: c'est le rapport $\underline{A}_v = \dfrac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}$

avec,

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = h_{11}\underline{I}_B \\ \underline{V}_2 = -h_{21}\underline{I}_B\underline{Z} \end{cases}$$

où $\underline{Z}$ désigne la valeur complexe de l'impédance de charge équivalente à r, L et C associés en parallèle.

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{r} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega = \frac{1}{r} + j\left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)$$

Donc $$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\frac{h_{21}\underline{Z}}{h_{11}}$$

b) Amplification $\underline{A}_{vo}$ à la résonance : la pulsation ayant la valeur ω_0,

$$C\omega_0 - \frac{1}{L\omega_0} = 0 \Longleftrightarrow LC\omega_0^2 = 1$$

L'impédance $\underline{Z}$ est alors égale à r, donc :

$$A_{v0} = -\frac{h_{21}r}{h_{11}}$$

c) Étude de $\underline{A}_v$ en fonction de f : nous nous contentons de rappeler les résultats nécessaires à la mesure (voir Électronique TF2, § 51).

En fonction de la pulsation ω, l'amplification en tension $\underline{A}_v$ s'écrit :

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{A}_{v0}}{1+jQ_0\left(x-\frac{1}{x}\right)} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} Q_0 = \dfrac{r}{L\omega_0} = rC\omega_0 \\ x = \dfrac{\omega}{\omega_0} = \dfrac{f}{f_0} \end{cases}$$

Le module de $\underline{A}_v$ est :

$$A_v = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1+Q_0^2\left(x-\frac{1}{x}\right)^2}}$$

L'affaiblissement de A_v est de 3 dB pour les deux valeurs de la fréquence :

$$\begin{cases} f' = f_0\left(1-\dfrac{1}{2Q_0}\right) \\ f'' = f_0\left(1+\dfrac{1}{2Q_0}\right) \end{cases}$$

La bande passante à —3dB est donc,

$$\mathcal{B} = f''-f' = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{f_0}{2\pi f_0 rC} = \frac{1}{2\pi rC}$$

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor PNP de type AF 127 défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun :

$$h_{11} = 4\ \text{k}\Omega,\ h_{21} = 150,\ h_{12} = 0,\ h_{22} = 0$$

Le transistor est polarisé au point de repos de coordonnées :

$V_{CE0} = -6$ V, $I_{C0} = -1$ mA,
$I_{B0} = -5\ \mu$A, $V_{BE0} = -0{,}25$ V

2° Schéma de montage (fig. 22.04). — L'amplificateur est un étage à résistance d'émetteur partiellement découplée. Le circuit oscillant est accordé sur la fréquence $f_0 = 100$ kHz.
Les valeurs des éléments connus du montage sont indiquées sur la figure 22.04.

3° Calcul des éléments inconnus. — En supposant nulle la chute de tension continue dans la bobine ($r_1 \approx 0$), calculer la résistance R_2 et la tension V_{CC} permettant d'obtenir le point de repos choisi.

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage et ajuster la résistance R_2 de manière à obtenir le point de repos du transistor.
Contrôler ses coordonnées.

2° Fonctionnement dynamique.

a) Relever les valeurs de la tension de sortie v_{2eff} quand la fréquence f varie, la tension d'entrée v_{1eff} étant maintenue constante :

$$v_{1eff} = 10\ \text{mV}$$

b) Tracer la courbe $v_{2eff} = F(f)$. Relever les valeurs f_0 de la fréquence et v_{2eff} de la tension de sortie correspondant à la résonance.

c) Déterminer la bande passante $\mathcal{B}$ à —3dB de l'amplificateur.
En déduire :

$$Q_0 = \frac{f_0}{\mathcal{B}} \quad \text{et} \quad r = \frac{Q_0}{C\omega_0}$$

d) Placer aux bornes du circuit sélectif une résistance $r' = r$. Relever la nouvelle courbe de réponse,

$v'_{2eff} = F(f)$, la tension d'entrée ayant la même valeur que ci-dessus (10 mV). Tracer cette courbe sur les mêmes axes que la précédente.

e) Calculer la nouvelle bande passante $\mathcal{B}'$ à —3dB.
Comparer $\mathcal{B}$ et $\mathcal{B}'$.

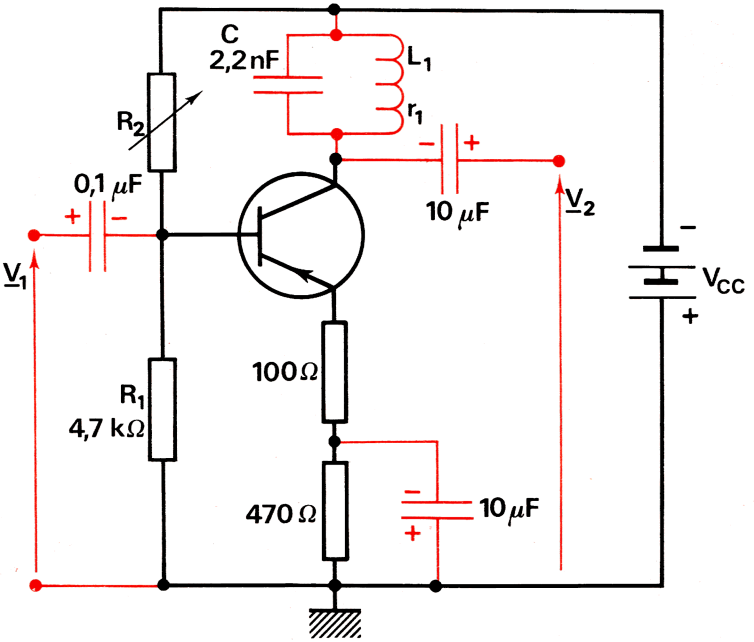


FIG. 22.04. — *Schéma de l'amplificateur.*

23

AMPLIFICATEUR A CONTRE RÉACTION

MESURE N° 21

1. Étude de l'amplificateur.

1° Schéma équivalent. — Le montage est représenté sur la figure 23.01. La résistance R_1 assure à la fois la contre-réaction et la polarisation de la base du transistor. Nous en déduisons le schéma équivalent du montage pour l'alternatif (fig. 23.02); il montre que la contre-réaction est du type *tension parallèle* (nous supposons toujours que $h_{12} = 0$ et que $R \ll \frac{1}{h_{22}}$).

Nous calculons les grandeurs caractéristiques de l'amplificateur ($\underline{A}'_i$, $\underline{A}'_v$, R'_e, R'_s) et nous les comparerons à celles trouvées dans le montage émetteur commun sans contre-réaction ($\underline{A}_i$, $\underline{A}_v$, R_e, R_s).

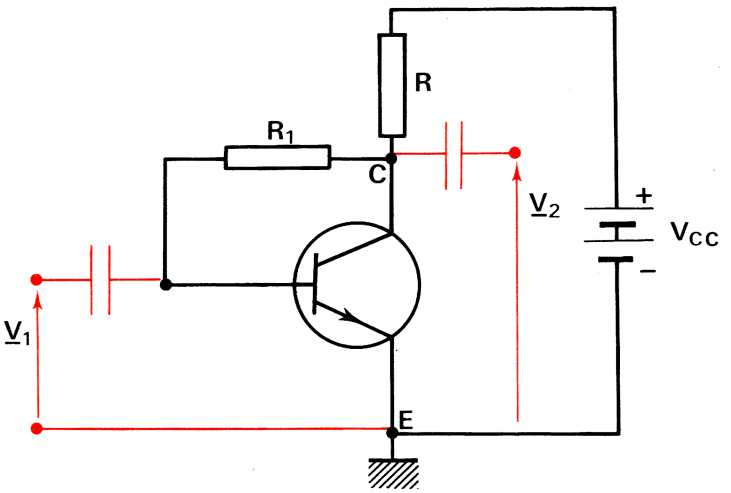


FIG. 23.01. — *Amplificateur à résistance entre collecteur et base.*

2° Étude du montage.

a) Équations de fonctionnement. Nous avons au nœud C : $\underline{I}_2 = h_{21}\underline{I}_B - \underline{I}$
et au nœud B : $\underline{I}_B = \underline{I}_1 - \underline{I}$
La loi d'Ohm appliquée entre C et E s'écrit :

$$\underline{V}_2 = -R\underline{I}_2 = \underline{V}_1 - R_1\underline{I}$$

et entre B et E : $\underline{V}_1 = h_{11}\underline{I}_B$.
L'étude du montage peut se faire à partir de ces équations. Les calculs de $\underline{A}'_i$, $\underline{A}'_v$, R'_e et R'_s sont alors très longs et parfois difficiles à interpréter.

b) Hypothèses simplificatrices. Pour simplifier, nous allons supposer que le module du courant $\underline{I}$ dérivé par R_1 est faible devant celui de $\underline{I}_2$ (c'est-à-dire $R_1 \gg R$), et que $|\underline{V}_2|$ reste très grand devant $|\underline{V}_1|$, ce qui est très souvent réalisé en pratique. Nous n'obtiendrons donc que des résultats approchés mais en général suffisants.
Dans ces conditions, les équations ci-dessus deviennent :

$$\underline{I}_2 \approx h_{21}\underline{I}_B$$
$$\underline{V}_2 = -R\underline{I}_2 \approx -R_1\underline{I}$$
$$\underline{I}_B = \underline{I}_1 - \underline{I}$$
$$\underline{V}_1 = h_{11}\underline{I}_B$$

3° Résultats.

a) Amplification en courant :

$$\underline{I}_B = \frac{\underline{I}_2}{h_{21}} \approx \underline{I}_1 - \frac{R}{R_1}\underline{I}_2$$

$$\underline{I}_1 \approx \underline{I}_2\left(\frac{1}{h_{21}} + \frac{R}{R_1}\right)$$

d'où

$$\underline{A}'_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \approx \frac{1}{\frac{1}{h_{21}} + \frac{R}{R_1}}$$

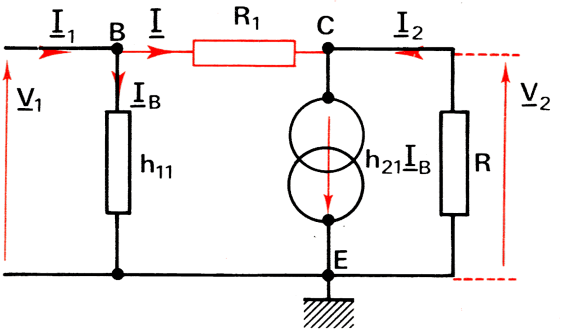


FIG. 23.02. — *Schéma équivalent du montage.*

soit

$$\underline{A}'_i \approx \frac{h_{21}}{1 + \frac{R}{R_1}h_{21}} \qquad (1)$$

Donc l'amplification en courant est inférieure à l'amplification en courant A_i sans contre-réaction (nous rappelons que $A_i = h_{21}$ quand h_{22} est négligé).

b) Amplification en tension :

$$\underline{A}'_v = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}$$

Donc :

$$\underline{A}'_v = -\frac{R\underline{I}_2}{h_{11}\underline{I}_B} \approx -\frac{Rh_{21}}{h_{11}} \qquad (2)$$

L'amplification en tension du montage est pratiquement inchangée par rapport à celle du montage émetteur commun sans contre réaction.

c) Résistance d'entrée :

$$R'_e = \frac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1} = \frac{h_{11}\underline{I}_B}{\underline{I}_1} \approx \frac{h_{11}\frac{\underline{I}_2}{h_{21}}}{\underline{I}_1} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}}\underline{A}'_i$$

En utilisant la formule 1 nous obtenons :

$$R'_e \approx \frac{h_{11}}{1+\frac{R}{R_1}h_{21}}$$

La résistance R'_e est donc inférieure à la résistance R_e du montage sans contre-réaction ($R_e = h_{11}$).

d) Résistance de sortie. Nous calculons la résistance de sortie du montage en appliquant le théorème de Thévenin. Pour cela, nous court-circuitons le générateur de force électromotrice $\underline{E}_G$ et nous cherchons la résistance équivalente au montage entre les bornes de sortie (fig. 23.03).

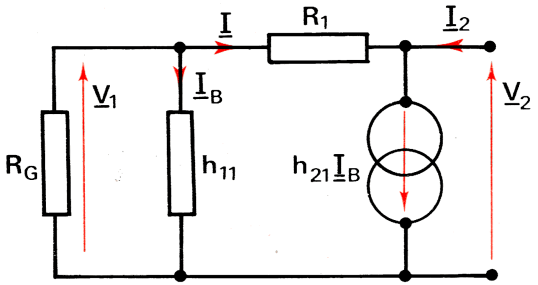


FIG. 23.03. — *Schéma équivalent pour le calcul de la résistance de sortie (vue des bornes de R).*

— *Cas d'une attaque en courant :*

Dans ces conditions $R_G \gg h_{11}$ et $\underline{I} \approx -\underline{I}_B$.
Comme d'autre part : $\underline{I}_2 = h_{21}\underline{I}_B$
et $\underline{V}_2 = -R_1\underline{I} = +R_1\underline{I}_B$

nous aurons $$R'_s = \frac{\underline{V}_2}{\underline{I}_2} \approx \frac{R_1}{h_{21}}$$

Cette résistance R'_s peut être du même ordre de grandeur que $R_s = 1/h_{22}$, mais bien souvent lui est inférieure.

— *Cas d'une attaque en tension :*

Nous pouvons considérer R_G comme nulle. Le montage, vu des bornes de sortie, est alors équivalent au générateur de courant $h_{21}\underline{I}_B$ en parallèle avec R_1. Dans ce cas, la résistance de sortie du montage est $R'_s = R_1$ et peut être supérieure à $1/h_{22}$. Rappelons toutefois que ce mode d'attaque est peu utilisé à cause des distorsions importantes qu'il entraîne.
En résumé, nous trouvons pour ce type de contre-réaction :

$$|\underline{A}'_i| < |\underline{A}_i|$$
$$\underline{A}'_v \approx \underline{A}_v$$
$$R'_e < R_e$$
$$R'_s < R_s \text{ (en général)}$$

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor NPN de type BC 108 polarisé au point de repos de coordonnées :

$I_{C0} = 2$ mA, $V_{CE0} = 5$ V,
$I_{B0} = 10$ µA, $V_{BE0} = 620$ mV.

En ce point, les paramètres hybrides du transistor en émetteur commun sont :

$$h_{11} = 4{,}5\ \text{k}\Omega,\ h_{21} = 330,\ h_{12} = 0,\ h_{22} \approx 0.$$

2° Schéma de l'amplificateur (fig. 23.04). — La résistance de polarisation branchée entre B et C est scindée en deux éléments ($R_1 = R' + R''$) de manière à pouvoir :

a) étudier l'influence en alternatif de la résistance de contre-réaction R'; dans ce cas, un condensateur C_0 branché entre A et B court-circuite R'';

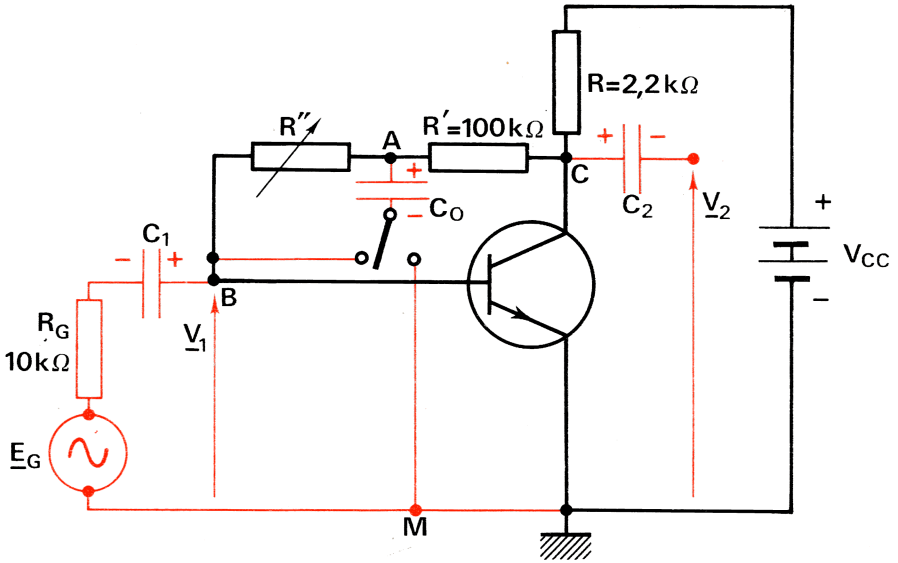


FIG. 23.04. — *Schéma de l'amplificateur.*

b) comparer les résultats obtenus avec ceux du montage sans contre-réaction, le transistor fonctionnant toujours dans les mêmes conditions; dans ce cas, le condensateur C_0 est branché entre A et M et ces deux points sont au même potentiel; R′ vient en parallèle sur R, R″ vient en parallèle sur h_{11}; leurs valeurs numériques permettent de négliger leur influence en alternatif.

3° Calcul des éléments du montage.

a) Nous adoptons R = 2,2 kΩ, R′ = 100 kΩ. Calculer les valeurs de V_{CC} et de R″ permettant d'obtenir le point de repos.

b) L'amplificateur est alimenté par un générateur $\{E_G, R_G\}$ de fréquence $f = 1$ kHz. Quelles valeurs attribuer aux capacités des condensateurs C_0, C_1 et C_2 pour qu'ils soient pratiquement des courts-circuits à cette fréquence?

3. Expérimentation.

1° Fonctionnement statique. — Réaliser le montage et ajuster R″ pour obtenir le point de repos.

2° Fonctionnement dynamique.

a) Le condensateur C_0 est branché entre A et M. A la fréquence $f = 1$ kHz :

— relever et tracer la courbe de linéarité :

$$v_{2eff} = F(v_{1eff}).$$

En déduire l'amplification en tension du montage et la valeur efficace maximale de la tension à appliquer à l'entrée;

— mesurer la résistance d'entrée du montage;

— mesurer la résistance de sortie vue des bornes S et M.

b) Le condensateur C_0 est branché entre A et B. A la fréquence 1 kHz :

— mesurer et tracer sur le même graphique que précédemment la nouvelle courbe de linéarité; en déduire l'amplification en tension et la valeur efficace maximale de la tension à appliquer à l'entrée;

— mesurer la nouvelle valeur de la résistance d'entrée;

— mesurer la résistance de sortie vue des bornes S et M.

c) Conclusions : pour chacun des deux cas ci-dessus comparer les amplifications en tension, les résistances d'entrée, les résistances de sortie.

24

OSCILLATEUR A RÉSEAU DÉPHASEUR

MESURE N° 22

1. Étude de l'oscillateur.

1° Montage. — L'entrée et la sortie d'un étage émetteur commun sont reliées à travers une chaîne de réaction.
La chaîne de réaction est constituée de plusieurs résistances et condensateurs (fig. 24.01). Chaque portion R, C de cette chaîne fournit un courant déphasé par rapport au courant qu'elle reçoit.
Le transistor est défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun h_{11} et h_{21} (h_{12} et h_{22} sont nuls). De plus, nous choisissons R′ de telle sorte que $R' + h_{11} = R$.

2° Fréquence d'oscillation. — Pour l'oscillateur de la figure 24.01, la pulsation des oscillations est (voir Électronique TF2, § 66-2°) :

$$\omega = \frac{1}{RC\sqrt{6}\sqrt{1+\frac{2R_C}{3R}}}$$

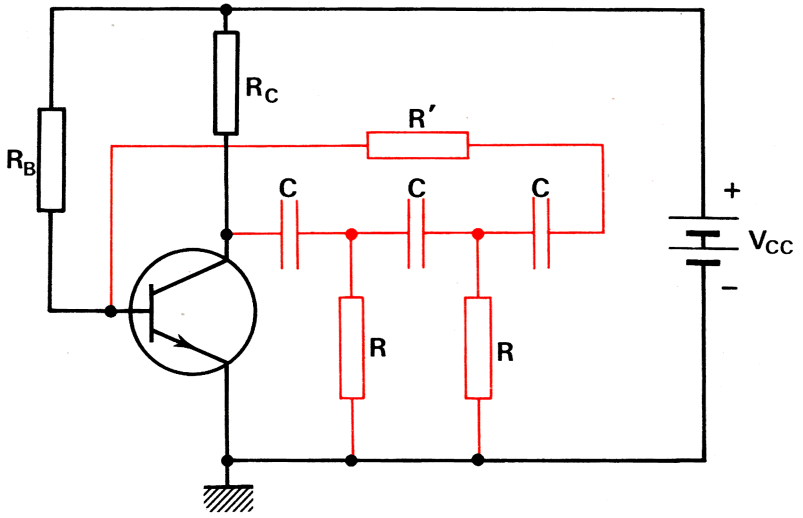


FIG. 24.01. — *Oscillateur à réseau déphaseur.*

à laquelle correspond une fréquence

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}\sqrt{1+\frac{2R_C}{3R}}} \qquad (1)$$

La valeur minimale de h_{21} fournissant ces oscillations est :

$$h_{21} = 23+29\frac{R}{R_C}+4\frac{R_C}{R} \qquad (2)$$

3° Cas particulier. — Si $R = R_C$, nous trouvons:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10}} \qquad (3)$$

et

$$h_{21} \geqslant 56 \qquad (4)$$

2. Schéma du montage et matériel.

1° Transistor utilisé. — C'est un transistor NPN de type BC 149 défini par ses paramètres hybrides en émetteur commun :

$h_{11} = 4$ kΩ, $h_{21} = 300$, $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$.

Le transistor est polarisé au point de repos de coordonnées :

$V_{CE0} = 3$ V, $I_{C0} = 2{,}5$ mA,
$V_{BE0} = 0{,}6$ V, $I_{B0} = 10$ µA

2° Schéma du montage (fig. 24.02).

a) La chaîne directe est un étage émetteur commun (en noir sur la fig. 24.02) où la résistance de collecteur R_C vaut 4,7 kΩ.
Calculer la tension V_{CC} et la résistance R_B permettant d'obtenir le point de repos choisi.

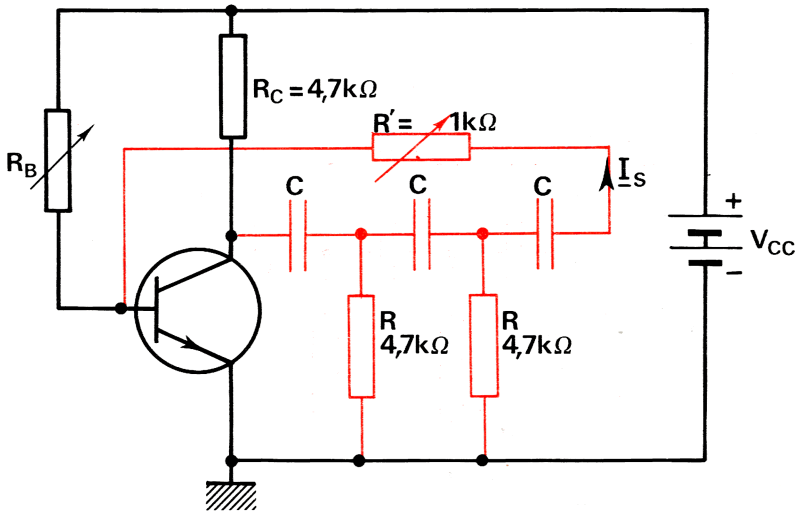


FIG. 24.02. — *Schéma du montage.*

b) La chaîne de retour (en rouge sur la figure) comprend : trois condensateurs $C = 0{,}1\ \mu F$ et trois résistances $R = R = R_C = 4{,}7\ k\Omega$. La résistance R′ est un potentiomètre de 1 kΩ permettant de réaliser la condition $R' + h_{11} = R = 4{,}7\ k\Omega$.

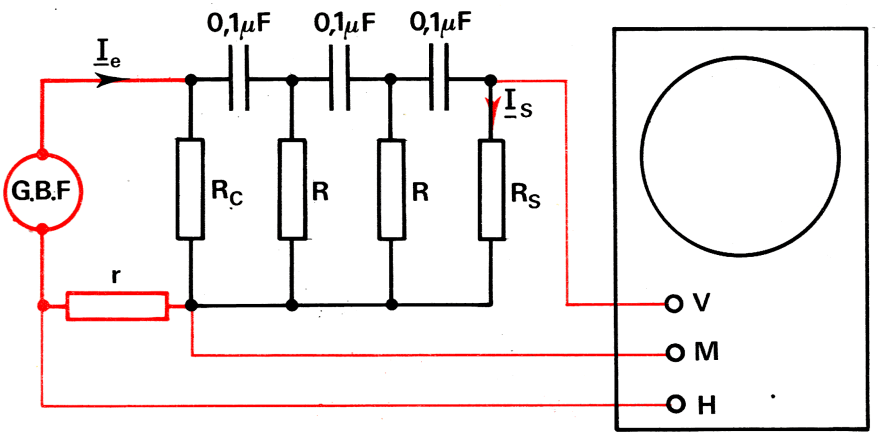
3. Expérimentation.

1° Étude préalable du réseau déphaseur. — Réaliser le montage de la figure 24.03 : celui du réseau déphaseur sans le transistor; l'ensemble $\{R' + h_{11}\}$ est simulé par une résistance R_s supplémentaire. Finalement le montage comporte quatre résistances égales $R_s = R = R_C = 4{,}7\ k\Omega$. La résistance *r* permet de visualiser à l'oscilloscope le courant $\underline{I}_e$ fourni par le générateur basse fréquence; il faut évidemment avoir $r \ll R$ pour ne pas modifier les performances du circuit. L'oscilloscope va nous permettre de comparer les phases relatives de $\underline{I}_e$ et de $\underline{I}_s$, soit par une courbe de Lissajous (attaque en H et en V), soit directement avec un bicourbe. Faire varier la fréquence du G.B.F. Pour une valeur f_0 de celle-ci les deux courants $\underline{I}_e$ et $\underline{I}_s$ sont en phase : la courbe de Lissajous est une droite. Comparer cette valeur f_0 à la fréquence calculée par la formule (3).

2° Oscillateur. — Aprés l'élimination de R_s, insérer le réseau déphaseur dans le montage de polarisation du transistor (fig. 24.02). Un oscilloscope placé aux bornes de R′ visualisera le courant $\underline{I}_s$.

Faire varier la résistance R′ jusqu'à ce que le circuit oscille. Mesurer à l'oscilloscope la fréquence (base de temps étalonnée) et l'amplitude des oscillations obtenues.

Effectuer les mesures pour diverses valeurs des capacités C.



. FIG. 24.03. — *Étude du réseau déphaseur : $R_c = R = 4{,}7\ k\Omega$.*

C (nanofarads)	$\frac{1}{C}$	f (Hertz)
1		
10		
22		
47		
100		
220		

Tracer la courbe $f = F\left(\frac{1}{C}\right)$ et conclure.

25

MESURES SUR UN SIGNAL MODULÉ EN AMPLITUDE

MESURE N° 23

1. Modulation d'amplitude.

1° Définition. — Considérons une tension sinusoïdale de fréquence f :

$$v = A \cos \omega t \quad (\omega = 2\pi f)$$

Elle sera dite modulée en amplitude par une tension $v'(t)$, appelée tension de modulation :
— si durant un intervalle de temps égal à une période de v, les variations de $v'(t)$ sont faibles devant A,
— si l'amplitude A'' de la tension obtenue est :

$$A'' = A + v'(t)$$

Cette amplitude A'' varie avec t. Un exemple de tension modulée (que nous désignerons par v'') est représentée figure 25.01. Les deux enveloppes (en pointillés rouges) de cette courbe représentative ont pour équation :

$$v'''(t) = \pm[A + v'(t)]$$

FIG. 25.01. — *Signal modulé en amplitude.*

2° Modulation sinusoïdale.

a) Supposons que $v'(t)$ soit une grandeur sinusoïdale de fréquence f' ($f' \ll f$) donnée par la relation suivante :

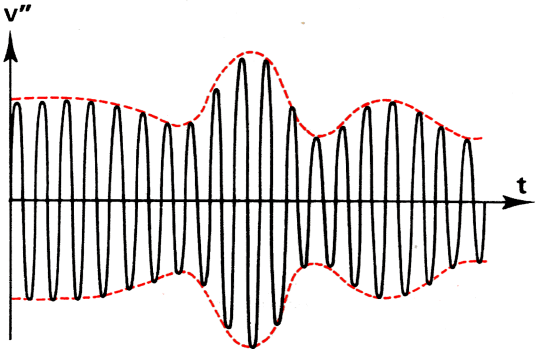
$$v' = a \cos \omega' t$$

Lorsque $v = A \cos \omega t$ est modulée en amplitude, son amplitude devient :

$$A'' = A + a \cos \omega' t = A\left(1 + \frac{a}{A} \cos \omega' t\right)$$

$$= A(1 + m \cos \omega' t),$$

si nous posons $m = \frac{a}{A}$



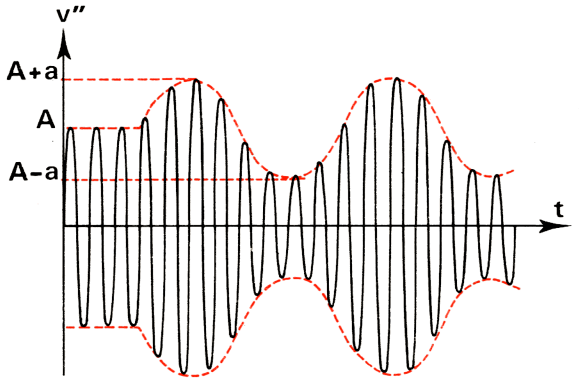


FIG. **25**.02. — *Signal modulé en amplitude par un signal sinusoïdal.*

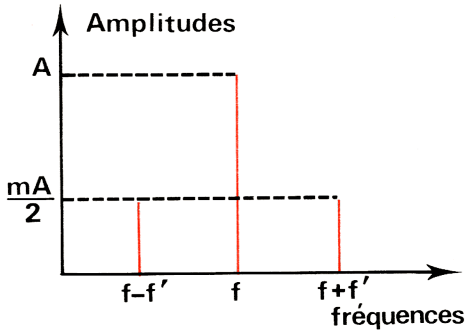


FIG. **25**.03. — *Spectre d'un signal modulé en amplitude (modulation sinusoïdale).*

Cette amplitude varie autour de A entre (A+a) et (A—a) (fig. 25.02).
L'expression de la tension modulée est donc la suivante :

$$v'' = A(1+m \cos \omega' t) \cos \omega t$$

m s'appelle le taux de modulation ; ω est la pulsation du signal porteur et ω' celle du signal modulateur.

3° Spectre de fréquences. — La fonction $v''(t)$ peut s'écrire :

$$v'' = A \cos \omega t + mA \cos \omega t . \cos \omega' t$$

soit

$$v'' = A \cos \omega t + \frac{mA}{2} \cos(\omega+\omega')t + \frac{mA}{2} \cos(\omega-\omega')t$$

Aux pulsations ω, $(\omega+\omega')$, $(\omega-\omega')$ correspondent les fréquences f, $(f+f')$ et $(f-f')$. Le spectre de fréquences comprend donc ces trois fréquences ; il est représenté figure 25.03 dans le cas où m est inférieur à 1, ce qui est le cas général.
f est appelée la *fréquence porteuse*
$f+f'$ et $f-f'$ sont les *fréquences latérales.*
En modulation sinusoïdale, les fréquences latérales occupent des positions symétriques par rapport à la fréquence porteuse.

2. Mesures sur un signal modulé en amplitude.

1° Signal étudié.

a) Le signal porteur d'amplitude 1 V et de fréquence 100 kHz, est délivré par un générateur haute fréquence. Le générateur H.F. étant réglé sur la position « modulation externe », un générateur basse fréquence réglé à $f' = 400$ Hz alimente les bornes « BF » du GHF.

b) Observer à l'oscilloscope la tension de sortie du générateur HF pour diverses amplitudes du signal BF :

0,5 V, 1 V, 1,5 V

Dessiner les oscillogrammes obtenus.

c) A l'aide d'un amplificateur sélectif étalonné, relever le spectre de fréquences du signal modulé.

2° Mesure du taux de modulation.

a) Mesure directe : sur l'écran de l'oscilloscope, obtenir une courbe semblable à celle de la fig. 25.02. Mesurer alors sur l'écran A+a (en volts) et A—a (en volts).

En déduire A, a et $m = \frac{a}{A}$.

b) Méthode du trapèze : la tension modulée s'écrit :

$$v'' = A(1+m\cos\omega' t)\cos\omega t$$

et la tension modulatrice

$$v' = a\cos\omega' t$$

Appliquons à l'oscilloscope, verticalement la tension v'' et horizontalement la tension v' et cherchons l'équation de la figure de Lissajous observée.
Si nous posons $y = v''$ et $x = v'$, il vient

$$y = A\left(1+m\frac{x}{a}\right)\cos\omega t \quad \text{avec} \quad x\in(-a,+a)$$

Les deux enveloppes de cette courbe ont pour équation :

$$y_1 = +A\left(1+m\frac{x}{a}\right) \quad \text{et} \quad y_2 = -A\left(1+m\frac{x}{a}\right)$$

La courbe (fig. 25.04) est donc limitée par les deux verticales $x_1 = a$, $x_2 = -a$ et les deux droites

$$y_1 = A\left(1+m\frac{x}{a}\right) \quad \text{et} \quad y_2 = -A\left(1+m\frac{x}{a}\right)$$

La figure est limitée par un trapèze MNPQ (tout au moins dans le cas où m est inférieur à 1, ce qui est, pratiquement, le cas général).

REMARQUE. — Nous donnons, sans démonstration, figure 25.05, les oscillogrammes correspondant à diverses valeurs de m.

c) Mesure par la méthode du trapèze : étalonner les amplificateurs horizontaux et verticaux de l'oscilloscope. Pour la tension modulée déjà étudiée (2°*a*), observer le trapèze sur l'écran. Mesurer H_1H_2 (2a) et H_3H_4 (2A). Calculer alors m.

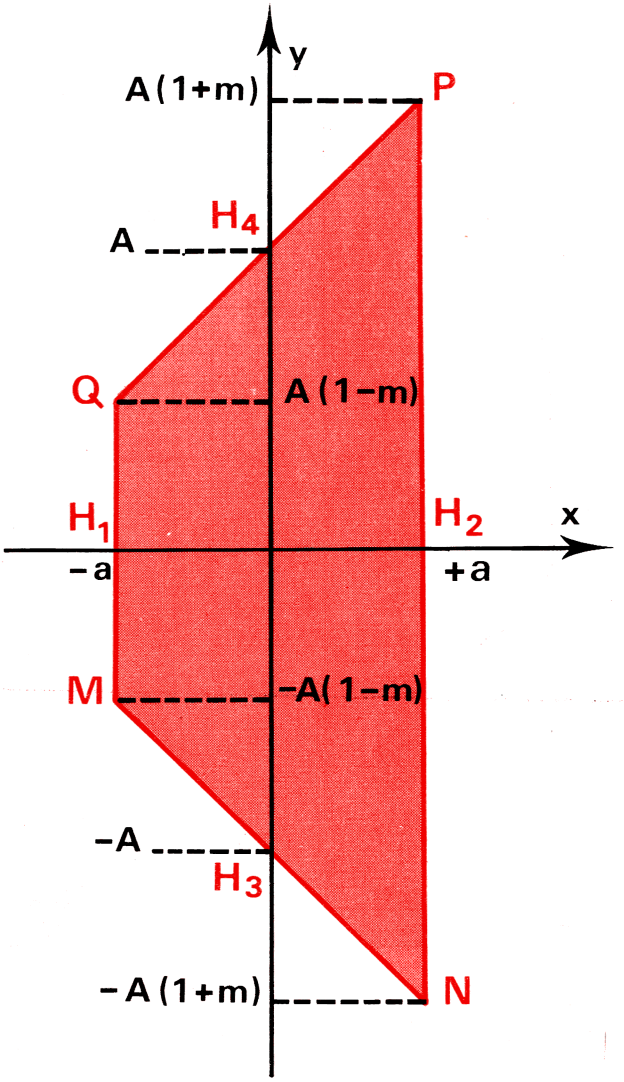


FIG. 25.04. — *Détermination du taux de modulation par la méthode du trapèze* ($m = 0{,}5$).

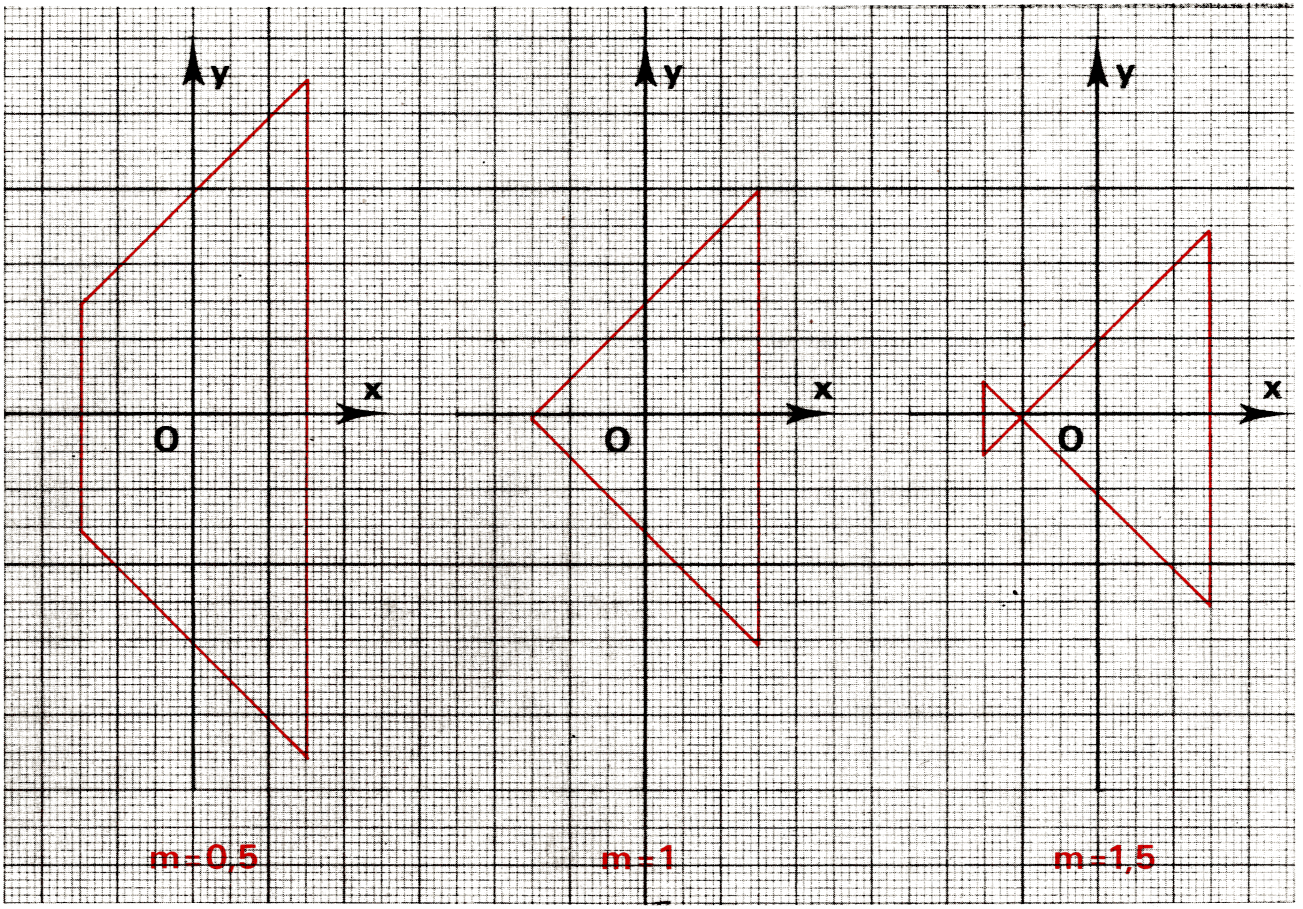


FIG. **25**.05. — *Oscillogrammes pour diverses valeurs de m.*

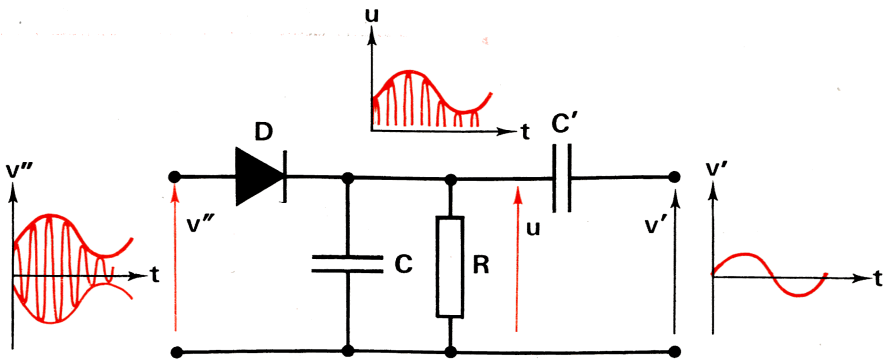


FIG. 25.06. — *Détection d'un signal modulé en amplitude.*

3. Démodulation d'un signal modulé en amplitude.

1° But. — La démodulation d'un signal modulé en amplitude (ou **détection**) a pour but l'obtention de la tension modulatrice v' à partir du signal modulé v''. En radio-électricité la tension v' correspond au signal audible, ou à l'information à transmettre, tandis que la porteuse ne présente de l'intérêt que pour la transmission.

2° Démodulation d'une tension modulée. — La séparation des tensions v'' et v' peut être effectuée au moyen du montage de la figure 25.06.
La diode D supprime les alternances négatives. La capacité C du condensateur est choisie de façon que la constante RC du circuit alimenté soit grande devant la période $T = \frac{1}{f}$ de la tension v. Entre deux alternances positives de v'', C reste donc chargé et la d.d.p. entre ses bornes est sensiblement égale à la valeur maximale atteinte durant l'alternance qui précède l'instant considéré (fig. 25.07). Cette constante de temps est cependant choisie de façon à être assez petite devant la période T′ de v',

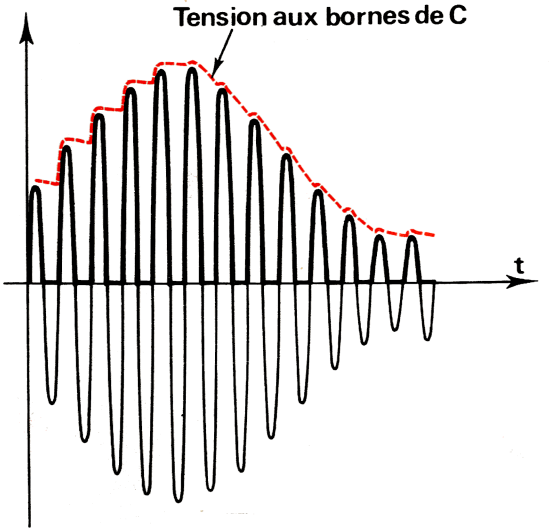


FIG. 25.07. — *Démodulation :*
— *suppression des alternances négatives au moyen de D,*
— *obtention de l'enveloppe de la courbe au moyen de C.*

finalement $T \ll RC \ll T'$. Dans ces conditions, la tension redressée obtenue suit les variations d'amplitude de la tension modulée.
Le circuit R, C joue donc le rôle d'un filtre. La tension u entre ses bornes est la somme d'une tension continue (composante moyenne) et d'une tension ondulée qui n'est autre que v'.
Le condensateur C′ permet d'éliminer cette composante continue et d'obtenir directement v' à la sortie du montage (fig. 25.06).

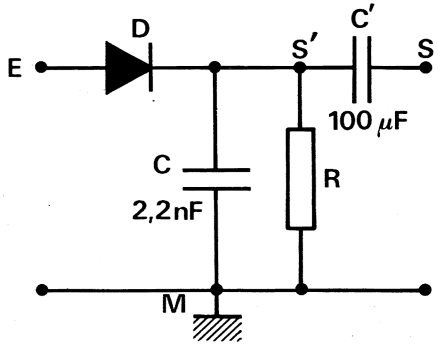


FIG. 25.08. — *Montage détecteur.*

4. Mesures sur un montage détecteur.

1° Étude du montage.

a) Le montage est réalisé avec une diode à pointe au germanium (de type OA 95 par exemple), un filtre R, C et un condensateur C′ (fig. 25.08). La tension sinusoïdale v de fréquence 100 kHz, modulée par la tension v' de fréquence 400 Hz est appliquée entre E et M.

b) Calculer l'ordre de grandeur de la constante de temps RC qu'il convient de se fixer. Justifier ce choix.

c) Calculer R pour C = 2,2 nF.

2° Observations.

a) Observer à l'oscilloscope les tensions entre S′ et S d'une part et la masse d'autre part.
Dessiner les oscillogrammes obtenus.

b) En prenant successivement R = 10 kΩ puis R = 470 kΩ, relever les nouveaux oscillogrammes des tensions en S′ et en S. Justifier les anomalies constatées.

NOTE COMPLÉMENTAIRE

1. Approximation dans les calculs.

1° Définition. — Effectuer une approximation c'est remplacer un nombre donné N par un autre N′ comportant moins de chiffres significatifs.

Exemple : N = 3,141 59 est remplacé par N′ = 3,14.

2° Nécessité. — Conserver des nombres avec beaucoup de chiffres c'est alourdir et allonger les calculs; cela conduit bien plus souvent à **un résultat faux** qu'à un résultat précis.

3° Conséquences. — L'approximation introduit une **erreur absolue connue** (ce n'est donc pas une incertitude). L'erreur relative correspondante doit être raisonnable.

— Dans les problèmes, des résultats à 1 % près sont le plus souvent suffisants; pour qu'un résultat soit trouvé à 1 %, il est nécessaire que les calculs intermédiaires soient un peu plus précis : 0,1 ou 0,2 %.

— Dans les calculs relatifs à des mesures, les approximations effectuées doivent tenir compte de la précision des mesures et pouvoir être négligées devant l'incertitude.

Exemples :

a) Le résultat d'une mesure est 2 817 Ω avec une incertitude de 1 % soit 28 Ω. Nous pouvons arrondir le résultat à 2 820 Ω.

b) Le résultat d'une mesure est 2 817 Ω à 0,1 % soit 2,8 Ω. Nous devons conserver tous les chiffres car en arrondissant 2 820 nous introduirions une erreur de 3 Ω sensiblement égale à l'incertitude de la mesure et la résistance ne serait plus connue qu'à 0,2 % près.

2. Quelques nombres usuels.

Nombres	Valeurs précises	Valeurs usuelles à 0,1 %	Valeurs usuelles à 1 %
π	3,141 59	$3{,}14\left(\text{ou } \frac{22}{7}\right)$	$3{,}14\left(\text{ou } \frac{22}{7}\right)$
$\frac{1}{\pi}$	0,318 31	0,318	0,32
π^2	9,8696	9,87	10
$\sqrt{2}$	1,4142	1,414	1,4
$\sqrt{3}$	1,7321	1,732	1,73
$\frac{1}{3}$	0,333 33	0,333	0,33
$\frac{2}{3}$	0,666 67	0,667	0,67
e	2,718 28	2,72	2,7
$\frac{1}{e}$	0,367 88	0,368	0,37
lg 2	0,301 03	0,301	0,3
sin 60°	0,866 02	0,866	0,87

3. Formules d'approximation.

1° But. — Elles permettent de simplifier certains calculs tout en conservant une excellente précision.

2° Dans toutes les formules, le terme principal est égal à l'unité et les termes complémentaires, ε et ε′ sont suffisamment petits pour que le produit

de deux d'entre eux puisse être négligé dans l'expression du résultat :

$$\varepsilon^2 \ll 1 \qquad \varepsilon\varepsilon' \ll 1$$

Dans ces conditions, l'erreur introduite par l'approximation est ε^2 ou $\varepsilon\varepsilon'$ et ce, aussi bien en valeur absolue qu'en valeur relative puisque le résultat est toujours sensiblement égal à 1.

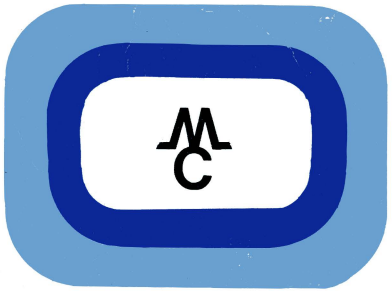
Si les ε valent environ un dixième d'unité, le résultat est approché à 1 % près :

$$0{,}1 \times 0{,}1 = 0{,}01$$

Si les ε valent environ trois centièmes d'unité, le résultat est approché à 0,1 % près :

$$0{,}03 \times 0{,}03 = 0{,}0009 \approx 0{,}001$$

TABLEAU DES FORMULES

CALCULS A EFFECTUER	RÉSULTATS APPROCHÉS	EXEMPLES D'APPLICATION
$(1+\varepsilon)^2$	$1+2\varepsilon$	$(1{,}017)^2 = (1+0{,}017)^2 \approx 1{,}034$
$(1-\varepsilon)^2$	$1-2\varepsilon$	$(0{,}964)^2 = (1-0{,}036)^2 \approx 0{,}928$
$(1+\varepsilon)\ (1-\varepsilon)$	1	$0{,}981 \times 1{,}019 \longrightarrow \approx 1$
$(1+\varepsilon)\ (1+\varepsilon')$	$1+\varepsilon+\varepsilon'$	$0{,}972 \times 1{,}047 \longrightarrow \approx 1{,}019$
$\dfrac{1}{1+\varepsilon}$	$1-\varepsilon$	$\dfrac{1}{1{,}03} \longrightarrow \approx 0{,}97$
$\dfrac{1}{1-\varepsilon}$	$1+\varepsilon$	$\dfrac{1}{0{,}955} \longrightarrow \approx 1{,}045$
$\sqrt{1 \pm \varepsilon}$	$1 \pm \dfrac{\varepsilon}{2}$	$\sqrt{0{,}984} \longrightarrow \approx 0{,}992$
$\sqrt[3]{1 \pm \varepsilon}$	$1 \pm \dfrac{\varepsilon}{3}$	$\sqrt[3]{1{,}048} \longrightarrow \approx 1{,}016$
$\dfrac{1+\varepsilon}{1+\varepsilon'}$	$1+\varepsilon-\varepsilon'$	$\dfrac{1{,}029}{1{,}054} \longrightarrow \approx 0{,}975$
$\dfrac{1}{\sqrt{1+\varepsilon}}$	$1-\dfrac{\varepsilon}{2}$	$\dfrac{1}{\sqrt{1{,}042}} \longrightarrow \approx 0{,}979$

MASSON ET C^ie^, ÉDITEURS, 120, boulevard St-Germain, Paris (VI^e^) 2^e^ trimestre 1972,
F D IMPRIMERIE ALENÇONNAISE 70.250 — 2^e^ trimestre 1972. Imprimé en France